

VŠB - Technická univerzita Ostrava

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Katedra telekomunikační techniky

Oscilátory neharmonických kmitů

Non harmonic waveform oscillators

2010/2011

Bc. Vít Šarata

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

.....

Zde bych chtěl velmi poděkovat panu Dr. Ing. Liborovi Gajdošíkovi za odbornou pomoc při tvorbě diplomové práce a rodičům za podporu po celou dobu studia na VŠB-TUO.

ABSTRAKT

Práce je zaměřena na přehled oscilátorů neharmonických kmitů včetně návrhu oscilátoru s lineárně pilovým průběhem. První část práce je věnována teoretickému popisu problematiky oscilátorů. V další části následuje uvedení jednotlivých zapojení oscilátorů neharmonických kmitů včetně vysvětlení principu jejich činnosti a návrhových vztahů. Poslední část práce je věnována návrhu oscilátoru s lineárně pilovým průběhem a výsledkům z experimentálního ověření navrženého zapojení.

Diploma thesis is focused on non-harmonic waveforms oscillators including a design of a linear sawtooth waveform oscillator. The first part is devoted to the theoretical description of the oscillators. In the next section follows introduction of schemes non-harmonic waveforms oscillators, including an explanation of the principle of their operation and design patterns. The last part is devoted to a design linear sawtooth waveform oscillator and the results of experimental verification of the proposed scheme.

KLÍČOVÁ SLOVA

Oscilátor, neharmonické kmity, kondenzátor, rezistor, tranzistor, Unijunction tranzistor, operační zesilovač, bistabilní klopný obvod, astabilní klopný obvod, monostabilní klopný obvod, oscilátor impulsních průběhů, oscilátor pilových a trojúhelníkových průběhů, relaxační oscilátor, lineárně pilový průběh.

Oscillator, Non-harmonic oscillations, Capacitor, Resistor, Transistor, Unijunction transistor, Operational amplifier, Bistable flip-flop, Astable flip-flop, Monostable flip-flop, Pulse waveforms oscillator, Sawtooth and triangular waveforms oscillator, Relaxation oscillator, Linear sawtooth waveform.

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

U [V]	Napětí
U_{CC} [V]	Napětí napájecí
U_{MAX} [V]	Napětí maximální
U_{B0} [V]	Napětí spínací
U_{VO} [V]	Napětí blokovací
U_{CB} [V]	Napětí kolektor – báze
U_{CE} [V]	Napětí kolektor - emitor
U_{BE} [V]	Napětí báze - emitor
U_{BESat} [V]	Napětí saturační báze – emitor
U_{CESat} [V]	Napětí saturační kolektor – emitor
I [A]	Proud
I_C [A]	Proud kolektorem
I_E [A]	Proud emitorem
I_B [A]	Proud báží
I_{Csat} [A]	Proud kolektorem při saturaci
I_{Bsat} [A]	Proud báží při saturaci
R [Ω]	Odpor rezistoru
C [F]	Kapacita kondenzátoru
β_{SAT} [-]	Proudový zesilovací činitel
f [Hz]	Kmitočet
f_T [Hz]	Tranzitní kmitočet
t [s]	Čas, doba
T [s]	Perioda
η [-]	konstanta dvoubázové diody

Obsah

1	ÚVOD	1
2	OSCILÁTOR	2
2.1	ZÁKLADNÍ ROZDĚLENÍ OSCILÁTORŮ	2
2.1.1	<i>Oscilátory harmonických kmitů</i>	3
2.1.2	<i>Oscilátory neharmonických kmitů</i>	3
2.2	DĚLENÍ PODLE FREKVENCE KMITŮ	5
2.2.1	<i>Nízkofrekvenční oscilátory</i>	5
2.2.2	<i>Vysokofrekvenční oscilátory</i>	5
3	OSCILÁTORY NEHARMONICKÝCH KMITŮ	6
3.1	TRANZISTOR VE SPÍNACÍM REŽIMU	6
3.1.1	<i>Tranzistor v sepnutém stavu</i>	8
3.1.2	<i>Tranzistor v rozepnutém stavu</i>	8
3.2	TYPY OSCILÁTORŮ NEHARMONICKÝCH KMITŮ	8
4	OSCILÁTORY OBDÉLNÍKOVÝCH PRŮBĚHŮ	9
4.1	BISTABILNÍ KLOPNÉ OBVODY	9
4.1.1	<i>Principiální zapojení bistabilního klopného obvodu a popis funkce</i>	10
4.1.2	<i>Spouštění bistabilního klopného obvodu</i>	12
4.1.3	<i>Návrh bistabilního klopného obvodu</i>	13
4.2	ASTABILNÍ KLOPNÉ OBVODY	16
4.2.1	<i>Principiální zapojení astabilního klopného obvodu a popis funkce</i>	16
4.2.2	<i>Jednoduchý astabilní klopný obvod</i>	18
4.2.3	<i>Astabilní klopný obvod s komplementárními tranzistory</i>	19
4.2.4	<i>Astabilní klopný obvod s operačním zesilovačem</i>	20
4.3	MONOSTABILNÍ KLOPNÉ OBVODY	21
4.3.1	<i>Principiální zapojení monostabilního klopného obvodu a popis funkce</i>	22
5	OSCILÁTORY IMPULSNÍCH PRŮBĚHŮ	24
5.1	OSCILÁTOR IMPULSNÍCH PRŮBĚHŮ S UJT	24

5.2	OSCILÁTOR IMPULSNÍCH PRŮBĚHŮ S TRANZISTORY	25
6	OSCILÁTORY PILOVÝCH A TROJÚHELNÍKOVÝCH PRŮBĚHŮ	27
6.1	RELAXAČNÍ OSCILÁTOR S DIAKEM.....	27
6.2	RELAXAČNÍ OSCILÁTOR S TYRISTOREM	30
6.3	RELAXAČNÍ OSCILÁTOR S OPERAČNÍM ZESILOVAČEM	32
6.4	RELAXAČNÍ OSCILÁTOR S TRANZISTORY	34
7	INTEGROVANÉ ŘEŠENÍ OSCILÁTORŮ NEHARMONICKÝCH KMITŮ	37
7.1	INTEGROVANÝ OBVOD XR2206.....	37
7.2	ZAPOJENÍ OBVODU XR2206	38
8	NÁVRH OSCILÁTORU S LINEÁRNĚ PILOVÝM PRŮBĚHEM	40
8.1	DVOUBÁZOVÁ DIODA UJT.....	40
8.2	VÝCHOZÍ NÁVRH OSCILÁTORU PILOVÉHO PRŮBĚHU	44
8.2.1	<i>Princip činnosti zapojení.....</i>	<i>45</i>
8.2.2	<i>Výpočet parametrů a hodnot součástek.....</i>	<i>45</i>
8.2.3	<i>Naměřené výsledky</i>	<i>46</i>
8.3	NÁVRH OSCILÁTORU LINEÁRNÍHO PILOVÉHO PRŮBĚHU	48
8.3.1	<i>Princip činnosti zapojení.....</i>	<i>49</i>
8.3.2	<i>Výpočty parametrů a hodnot součástek.....</i>	<i>49</i>
8.3.3	<i>Naměřené výsledky</i>	<i>51</i>
9	ZÁVĚR.....	55
	LITERATURA.....	56
	SEZNAM OBRÁZKŮ	57
	SEZNAM PŘÍLOH	58

1 ÚVOD

Úkolem této diplomové práce je zpracovat obecný přehled oscilátorů neharmonických kmitů a poté navrhnout obvodové řešení oscilátoru s lineárním pilovým průběhem.

Práce bude zaměřena především na nejznámější zapojení těchto oscilátorů, bude obsahovat návrhové vztahy i popis funkce jednotlivých zapojení.

Při návrhu obvodového řešení oscilátoru s lineárním pilovým průběhem budu vycházet z ověřeného funkčního zapojení. Dle zvolených parametrů vypočítám potřebné hodnoty součástek a poté ověřím funkčnost zapojení a parametry takového oscilátoru. Při měření oscilátoru se zaměřím především na shodu naměřených výsledků s teoretickými předpoklady dle výpočtů. Návrh bude obsahovat detailní popis funkce zapojení a vyhodnocení naměřených výsledků.

2 OSCILÁTOR

Oscilátor je systém, ve kterém se vzájemně přeměňuje jedna forma energie v jinou a zpět, jeho projevem je opakovaná výchylka určité veličiny do krajních hodnot, minimálních i maximálních. S oscilátory se můžeme setkat nejen v elektronice, ale např. i v mechanice, kde oscilátor představuje kyvadlo.

Pokud se výchylka oscilátoru pravidelně opakuje, hovoříme o periodických kmitech. Pokud je vazba systému lineární, kmity jsou harmonické. Vzhledem k tomu, že v přírodě se lineární nebo téměř lineární vazba vyskytuje velmi často, je kmitání velmi obvyklým jevem. Dále se práce zabývá pouze elektronickými oscilátory.

V elektronice je každý oscilátor charakterizovaný amplitudou a tvarem výstupního napětí, frekvencí a vnitřním odporem. Ke vzniku kmitu je zapotřebí akumulace energie, a proto musí být v obvodech oscilátoru reaktance. Po připojení zdroje se oscilační obvod rozkmitá tlumenými kmity. Abychom udrželi kmity, je třeba nahradit tepelné ztráty vzniklé na odporech v obvodu energií z napájecího zdroje.

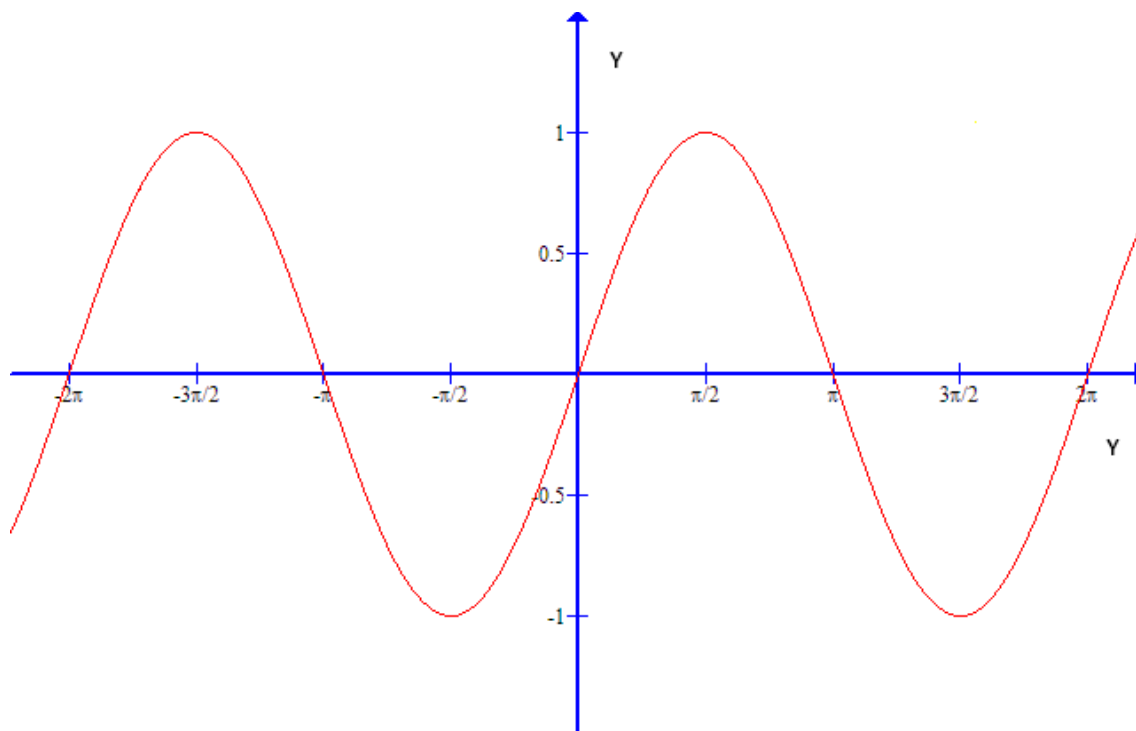
Při praktické realizaci je důležité, aby se generátor po zapnutí sám rozkmital. To lze nejlépe vysvětlit pomocí kladné zpětné vazby. Nepatrný šum se zesilovačem zesílí a přivede zpětnou vazbou zpět na vstup. Znovu se zesílí a amplituda signálu rychle narůstá až do limitace zesilovače. Aby byl výstupní signál harmonický, musí zasáhnout automatická regulace zmenšení zesílení dřív, než dojde k přebuzení. [9]

2.1 Základní rozdělení oscilátorů

Základní rozdělení elektronických oscilátorů můžeme provést podle tvaru výstupního signálu na oscilátory harmonických kmitů a oscilátory neharmonických kmitů.

2.1.1 Oscilátory harmonických kmitů

Harmonické kmity jsou speciálním případem periodických kmitů, v praxi se lze setkat i s pojmem sinusové kmity. Elektronické oscilátory harmonických kmitů tedy mají na svém výstupu průběh napětí ve tvaru funkce sinus patrné na obrázku 1, takže tvar výstupního napětí se dá popsat v čase t jednoduchou funkcí sinus $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi_0)$, kde U_m je amplituda střídavého napětí, ω je úhlová frekvence a φ_0 počáteční fáze střídavého napětí. V praxi se s těmito oscilátory můžeme setkat v podobě generátorů sinusového (popř. kosinusového) signálu.



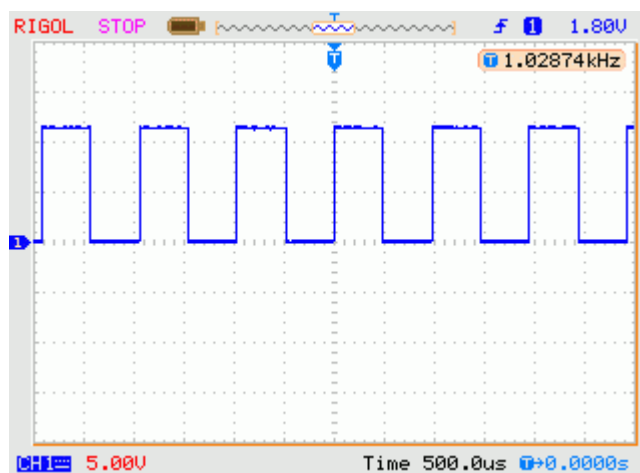
Obr. 1: Funkce sinus

2.1.2 Oscilátory neharmonických kmitů

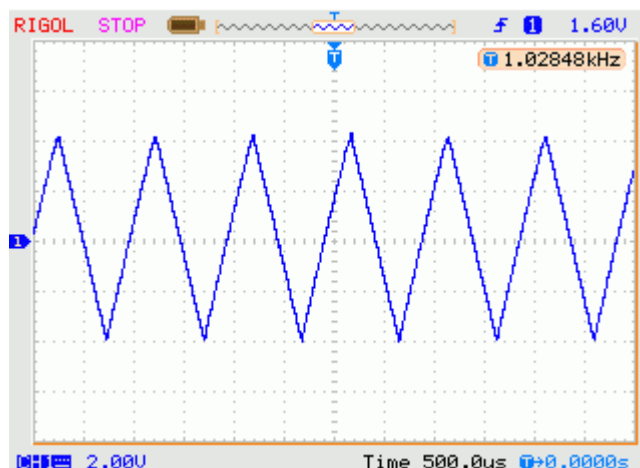
U oscilátorů neharmonických kmitů mívá výstupní signál libovolný jiný tvar, než je sinus, ovšem stále se periodicky opakuje. Nejčastěji používaný bývá tvar obdélníkový, trojúhelníkový, pilový nebo impulsní. Tvar výstupního napětí se tak nedá popsat

jednoduchou funkcí sinus nebo kosinus, ale pro jeho popis musíme použít soustavu součtů funkcí sinus a kosinus tj. Fourierův rozvoj.

V praxi se můžeme setkat taky s názvem relaxační generátory, generátory tvarových signálů nebo multivibrátory.



Obr. 2: Obdélníkový průběh



Obr. 3: Trojúhelníkový průběh

2.2 Dělení podle frekvence kmitů

Rozdělení elektronických oscilátorů můžeme provést i podle frekvence výstupního signálu na oscilátory nízkofrekvenční a oscilátory vysokofrekvenční.

2.2.1 Nízkofrekvenční oscilátory

Frekvenční rozsah vytvářených kmitů je od 0,01 Hz po 1 MHz. Významné místo v tomto frekvenčním pásmu mají signály akustické, tj. slyšitelné lidským uchem. Frekvence těchto signálů leží od 16 Hz do 20 kHz. Další významné frekvence v této kategorii jsou například infrazvuk a ultrazvuk, ležící těsně vedle akustického pásma.

2.2.2 Vysokofrekvenční oscilátory

Frekvenční rozsah vytvářených kmitů je od 1 MHz. Z vrchu hranice není daná.

3 OSCILÁTORY NEHARMONICKÝCH KMITŮ

Oproti oscilátorům sinusových průběhů, které generují harmonické průběhy napětí nebo proudů, a jejichž aktivní členy pracují ve třídě A, obsahují generátory nesinusových průběhů aktivní členy, které pracují jako spínače.

V obvodech zpětné vazby jsou RC členy a nabíjení a vybíjení kondenzátorů se děje v rytmu, daném časovými konstantami, určujícími kmitočet generátoru. Generátory mohou být buď samokmitající, které nepotřebují na vstupu žádný signál (např. astabilní klopný obvod, nebo rázový generátor), nebo synchronizované, pro zvýšení stability kmitočtu nebo pro činnost řízenou vnějšími obvody (např. monostabilní a bistabilní klopný obvod, Schmittův klopný obvod apod.).

Velmi často se můžeme u oscilátorů neharmonických kmitů setkat se spínačem, který je tvořen pomocí tranzistoru. Pak hovoříme o tranzistoru ve spínacím režimu. [6]

3.1 Tranzistor ve spínacím režimu

Tranzistor ve spínacím režimu se pouze přibližuje svými vlastnostmi ideálnímu spínacímu prvku, který má v sepnutém stavu nulový odpor a v rozepnutém stavu nekonečný odpor. Používají se většinou tranzistory NPN i PNP, v zapojení se společným emitorem, protože pro spínání stačí mnohem menší výkon, než v zapojení se společnou bází.

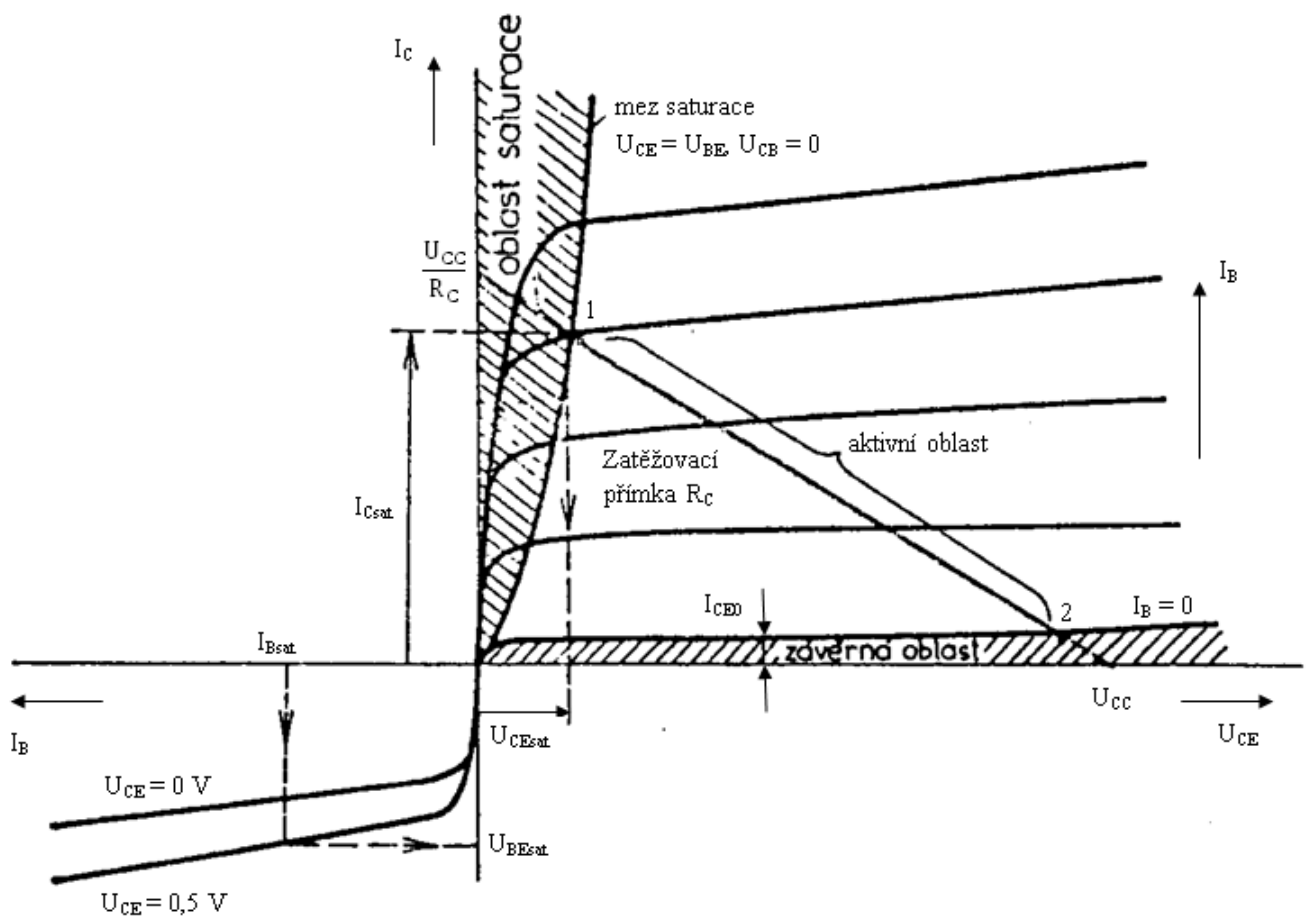
Na rozdíl od spínače může bipolární tranzistor spínat napětí a proud pouze v jednom směru. Výhodou tranzistoru oproti mechanickému spínači (nebo relé) je mnohem vyšší spínací frekvence – až MHz, (mechanické spínače pouze Hz), prakticky neomezený počet sepnutí a menší řídicí proud, než například u relé. Naopak, tranzistor a všechny polovodičové součástky jsou náchylnější ke zničení nadproudem nebo přepětím.

Na vlastnosti spínače mají největší vliv saturační parametry. Pro mez saturace se definují následující stejnosměrné parametry:

a) proudový zesilovací činitel $\beta_{sat} = \frac{I_{Csat}}{I_{Bsat}}$ při $U_{CB} = 0$

- b) saturační napětí báze U_{BEsat} při daném I_E a $U_{CB} = 0$
- c) saturační napětí kolektoru U_{CESat} při daných hodnotách I_C a I_B .

Velikost činitele β_{sat} lze určit buď měřením, nebo z charakteristik. Voltampérové charakteristiky spínacího tranzistoru jsou uvedeny na obrázku 4. [6]



Obr. 4: Voltampérové charakteristiky spínacího tranzistoru [6]

3.1.1 *Tranzistor v sepnutém stavu*

Na bázi tranzistoru je přiveden „řídící“ proud, který způsobí sepnutí tranzistoru - sepnutí proudu mezi kolektorem a emitorem. (sériově s bází je zapojen odpor, který vhodně omezí proud bázi.) Proud bázi musí být tak velký, aby se tranzistor plně otevřel. V sepnutém stavu je napětí mezi kolektorem a emitorem malé, řádově 1 V, u velkých spínacích tranzistoru při velkých proudech (řádově desítky A) to může být i více, u malých tranzistorů při malých proudech v řádu desítek či stovek mA je napětí U_{CE} menší než 1 V. Potřebná velikost proudu I_B se určí z proudového zesilovacího činitele β a požadovaného proudu kolektoru I_C . Na obrázku 4 je tranzistor v sepnutém stavu v bodě 1. [10]

3.1.2 *Tranzistor v rozepnutém stavu*

V tomto stavu neteče do báze žádný proud, tranzistor je zcela uzavřen, jako rozepnutý spínač. Mezi kolektorem a emitorem je plné napětí zdroje. Na obrázku 4 je tranzistor v rozepnutém stavu v bodě 2. [10]

3.2 Typy oscilátorů neharmonických kmitů

Jak již bylo v úvodu popsáno, oscilátory neharmonických kmitů jsou oscilátory, které vytvářejí výstupní signál tvaru obdélníku, pily, trojúhelníku nebo pulsu. Proto můžeme oscilátory neharmonických kmitů rozdělit právě na tyto:

- Oscilátory obdélníkových průběhů
- Oscilátory pilových a trojúhelníkových průběhů
- Oscilátory pulzních průběhů (tzv. rázové generátory)

V dnešní době existuje pro každý typ průběhu velká řada zapojení z diskrétních součástek i pomocí integrovaných obvodů. V další části si rozebereme podrobněji základní známé zapojení jednotlivých oscilátorů pro zmíněné druhy průběhu.

4 OSCILÁTORY OBDÉLNÍKOVÝCH PRŮBĚHŮ

Oscilátory obdélníkových průběhů, v literatuře taky často nazývané jako klopné obvody, slouží ke generování obdélníkových průběhů se strmými přechody mezi určitými napěťovými nebo proudovými úrovněmi. Pracovní body jejich elektronických součástí setrvávají větší část funkčního cyklu v oblastech omezování, většinou ve dvou možných polohách. Do aktivní oblasti převodních charakteristik jsou pracovní body součástí přesunuty jen tehdy, kdy má dojít k rychlému regenerativnímu ději, vedoucímu k překlopení z jedné oblasti do druhé. [2]

Toto přechodné přesunutí do aktivní oblasti a přechod do jiné stabilní polohy je vyvoláváno:

- Pouze vnějším signálem, pak se jedná o bistabilní klopný obvod, který střídá dva stabilní stavy, a to vždy, kdy přichází vnější popud
- Periodicky se opakujícím působením přechodného děje, který probíhá v kvazistabilní poloze obvodu v RC nebo RL členech. V určité fázi tohoto přechodného děje je jeho působením vyvolán regenerativní pochod, který vede k překlopení obvodu z jednoho kvazistabilního stavu do druhého, rovněž kvazistabilního stavu. Pak se jedná o astabilní klopný obvod, v literatuře často uváděný jako astabilní multivibrátor.
- Oběma předchozími mechanismy, kdy jeden stav je trvalý – stabilní, a lze z něj obvod překlopit pouze vnějším popudem a druhý stav je kvazistabilní, jehož ukončení určuje přechodný děj v časovacím RC nebo RL obvodu. Pak se jedná o monostabilní klopný obvod. [2]

4.1 Bistabilní klopné obvody

Bistabilní klopné obvody se vyznačují tím, že jejich pracovní bod má dvě možné stabilní polohy. V kterékoliv z nich setrvává neomezeně dlouho, dokud není vnějším působením pracovní bod zesilovacích součástí posunut do aktivní oblasti tak, že kladná zpětná vazba svým

regenerativním účinkem sama, již nezávisle na vnějším působení, překlopí obvod do druhé stabilní polohy. Bistabilní klopný obvod vznikne z každého stejnosměrně vázaného zesilovače zavedením dostatečně silné kladné zpětné vazby odporovým zpětnovazebním obvodem. Celá zpětnovazební smyčka je tedy u bistabilního klopného obvodu vždy charakterizována galvanickým spojením. [2]

Bistabilní klopné obvody se používají v širokém spektru aplikací, jako základní oblasti použití bistabilních klopných obvodů můžeme považovat

- Statické paměti binární informace
- Komparátory napětí s určitou oblastí necitlivosti na změny vstupního napětí – komparátory s hysterezí
- Tzv. Schmittovy klopné obvody v logických systémech
- Tvarovací obvody generující velmi rychlý skok napětí nebo proudu, jehož rychlost a velikost málo závisí na rychlosti změny vstupního napětí při průchodu úrovní překlápění [2]

4.1.1 Principiální zapojení bistabilního klopného obvodu a popis funkce

Schéma zapojení je patrné na obrázku 5. V klopném obvodu je zavedena silná kladná zpětná vazba z kolektoru jednoho stupně na bázi druhého stupně pomocí děliče R_{11}, R_{21} resp. R_{12}, R_{22} . Při nestejných vlastnostech obou tranzistorů prochází v určitém čase po zapnutí např. tranzistorem T_1 větší proud než tranzistorem T_2 . Na kolektorovém odporu R_{C1} vznikne větší úbytek napětí a napětí na kolektoru T_1 je nižší, než napětí na kolektoru T_2 . Pokles napětí na kolektoru T_1 se přenesení přes dělič R_{12}, R_{22} na bázi tranzistoru T_2 , ten se více přivře, na kolektoru T_2 vzroste napětí, tento vzrůst se přenesení děličem R_{11}, R_{21} na bázi T_1 , který se ještě více otevírá a tento proces probíhá lavinovitě, až nastane první stabilní stav, kdy je tranzistor T_1 úplně otevřen a T_2 úplně zavřen. Na kolektoru T_1 zůstane pouze saturační napětí U_{CEsat} , na kolektoru T_2 je plné napájecí napětí U_{CC} , snížené pouze o úbytek napětí na odporu R_{C2} , způsobený průtokem proudu děličem R_{11}, R_{21} a proudem báze, otevřeného tranzistoru T_1 .

Záporný spouštěcí impulz, přivedený na bázi otevřeného tranzistoru T_1 začne tranzistor T_1 zavírat. Proběhne regenerativní pochod lavinovým způsobem, až nastane druhý stabilní stav.

Tranzistor T_1 je úplně uzavřen a T_2 je úplně otevřen. Záporný spouštěcí impuls, přivedený na bázi otevřeného tranzistoru T_2 pak překlápí obvod opět do prvního stabilního stavu.

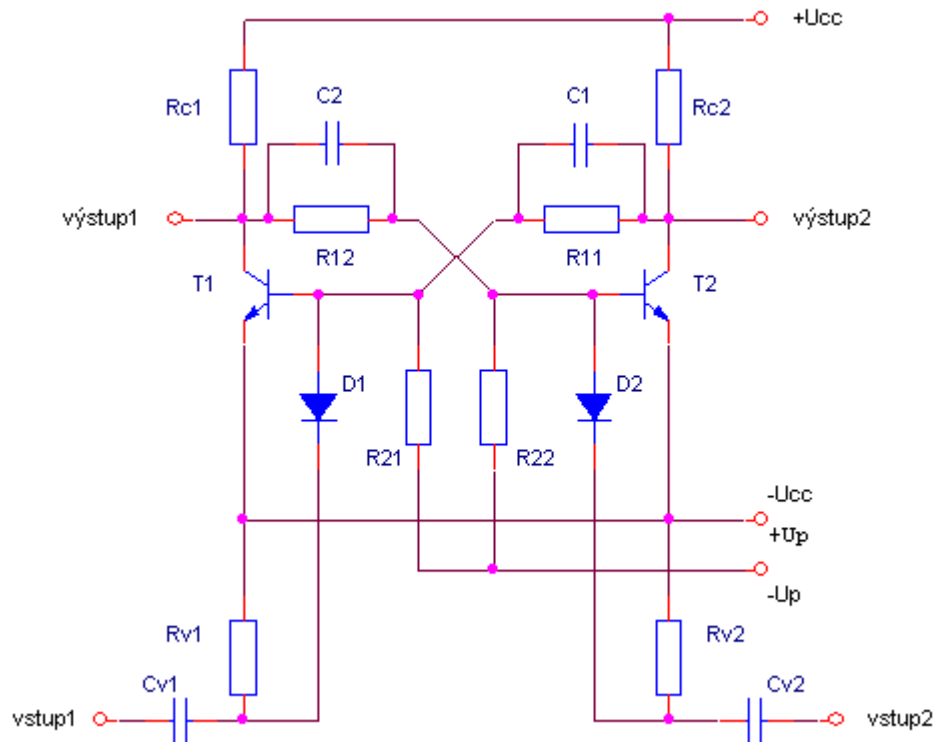
Velikost odporů v děličích a pomocné napětí U_p se volí tak, aby tranzistory bylo možné spolehlivě zavřít (aby se u tranzistorů NPN dosáhlo napětí $u_B = u_{BE} < 0$).

Pro urychlení přechodových jevů při překlápění jsou ve zpětnovazebních děličích používány urychlovací kondenzátory C , jejichž optimální kapacita se volí dle vztahu (1).

$$C \approx \frac{0,3}{f_T \cdot R_C} [F, Hz, \Omega] \quad (1)$$

Kde f_T představuje tranzitní kmitočet použitých tranzistorů.

S křemíkovými tranzistory lze navrhnout bistabilní klopný obvod i bez předpětí. Napětí na kolektorech křemíkových tranzistorů bývá obvykle nižší, než prahové napětí přechodu báze-emitor zavřeného tranzistoru (pokud tranzistorem neprochází kolektorový proud I_C blízký I_{CM}). Protože zbytkové proudy tranzistorů při rezistorech do 100 k Ω nevytvoří podstatný úbytek, může obvod pracovat spolehlivě, vynecháme-li dolní odpory děličů R_{21} a R_{22} a splníme-li podmínku $R_1 = R_B \leq b_{sat} \cdot R_C$. [6]



Obr. 5: Zapojení bistabilního klopného obvodu [6]

4.1.2 Spouštění bistabilního klopného obvodu

Bistabilní klopný obvod lze překlápět buď přivedením záporného spouštěcího impulsu na bázi otevřeného tranzistoru (nejčastější způsob) nebo přivedením kladného impulsu na bázi zavřeného tranzistoru. Pokud se používá spouštění obvodu do kolektoru, potom se přivádí záporné impulzy na kolektor zavřeného tranzistoru NPN.

Rozeznáváme spouštění:

- nesouměrné - spouštěcí impulzy se přivádí odděleně střídavě na vstupy klopného obvodu

- souměrné - spouštěcí impulzy se přivádí přes společný vstup na obě báze tranzistorů, obvykle přes diodová hradla. Toto spouštění se používá, pracují-li bistabilní klopné obvody jako děliče frekvence.

Obdélníkové impulzy u_{vst} , jejichž kmitočet má být dělen, se derivují obvodem $R_V C_V$ a záporné derivační špičky střídavě překlápí obvod. Připojení derivačních odporů ke kolektorům tranzistorů zajistí, že je otevřeno vždy pouze to hradlo, které přivádí derivační špičky na bázi otevřeného tranzistoru. Odpor R_V musí být podstatně větší, než odpor R_C , aby nezatěžoval kolektorový obvod. Kapacita kondenzátoru C_V se volí dle vztahu (2). [6]

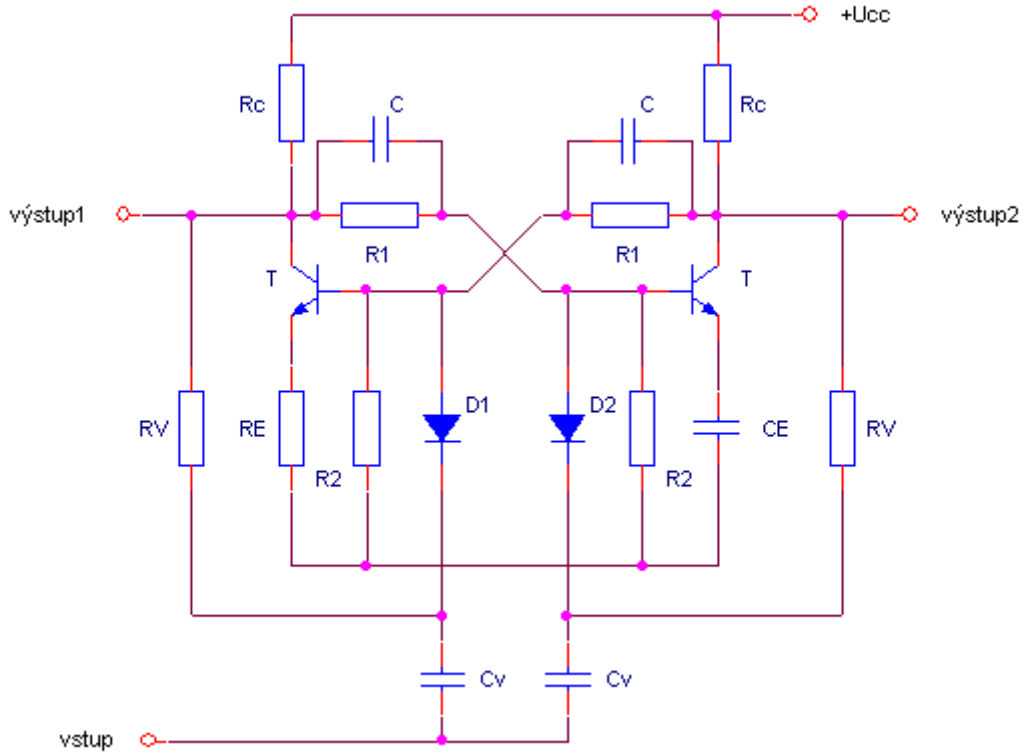
$$C_V \leq \frac{t_{min}}{3R_V} [F, s, \Omega] \quad (2)$$

kde t_{min} je nejkratší interval mezi spouštěcími impulzy. Je-li f_{max} maximální kmitočet vstupního signálu, pak platí vztah (3).

$$t_{min} = \frac{1}{2f_{max}} [s, Hz] \quad (3)$$

4.1.3 Návrh bistabilního klopného obvodu

Při návrhu bistabilního klopného obvodu se vychází z požadavku, jaký má být výstupní signál. Zde uvedený příklad je pro souměrný bistabilní klopný obvod pracující jako dělič kmitočtu $f_{max} = 50$ kHz. Schéma souměrného bistabilního klopného obvodu je na obrázku 6. Podle zvoleného tranzistoru určíme z jeho charakteristik potřebné parametry I_{Csat} , I_{Bsats} , U_{CEsat} , U_{BEsat} . Dále si zvolíme úbytek na emitorovém odporu $U_{RE} = 1/3 U_{CC}$. [6]



Obr. 6: Zapojení souměrného bistabilního klopného obvodu [6]

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_{Csat} + I_{Bsat}} [\Omega, V, A] \quad (4)$$

$$I_d = 8 \cdot I_{Bsat} [A] \quad (5)$$

$$R_2 = \frac{U_{BEsat} + U_{RE}}{I_d} [\Omega, V, A] \quad (6)$$

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CEsat} - U_{RE}}{I_{Csat} + I_d} [\Omega, V, A] \quad (7)$$

$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BEsat} - U_{RE}}{I_d + I_{BSat}} - R_C [\Omega, V, A] \quad (8)$$

Dále je potřeba zkontrolovat, zda je tranzistor T_2 spolehlivě zavřený. Napětí U_{BE2} musí být zápornější, než je hodnota napětí na emitoru, tj. napětí U_{RE} . Pak bude tranzistor T_2 spolehlivě zavřen. Pro druhou polovinu obvodu platí to samé, neboť je obvod symetrický.

$$U = U_{CEsat} + U_{RE} [V] \quad (9)$$

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U [V, \Omega] \quad (10)$$

$$U_{BE2} = U_2 - U_{RE} [V] \quad (11)$$

Nyní zbývá jen dopočítat hodnoty kondenzátorů dle následujících vztahů.

$$C_E \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot R_E} [F, Hz, \Omega] \quad (12)$$

$$C \approx \frac{0,3}{f_T \cdot R_C} [F, Hz, \Omega] \quad (13)$$

$$t_{min} = \frac{1}{2 \cdot f_{max}} [s, Hz] \quad (14)$$

$$C_V \leq \frac{t_{min}}{3R_V} [F, s, \Omega] \quad (15)$$

4.2 Astabilní klopné obvody

Astabilní klopné obvody nejsou schopné trvale setrvávat v žádné z možných klidových poloh. Oba zdánlivě klidové stavy aktivních elektronických součástí, kdy se jejich výstupní veličiny znatelně nemění, se však periodicky střídají. Přechodné děje v těchto obvodech probíhají složitěji než u bistabilních obvodů. Dva rychlé přechodné děje, urychlované aktivní činnostmi zesilovacích prvků při překlápění jsou střídány se dvěma relativně pomalými přechodnými ději charakteristickými relativní nečinností aktivních elektronických součástí.

Astabilní klopný obvod vzniká spojením zesilovače neobracejícího fázi s jedním nebo dvěma obvodovými prvky pro akumulaci energie. Tyto akumulární prvky určují časový průběh a trvání pomalých přechodných dějů. [2]

4.2.1 Principiální zapojení astabilního klopného obvodu a popis funkce

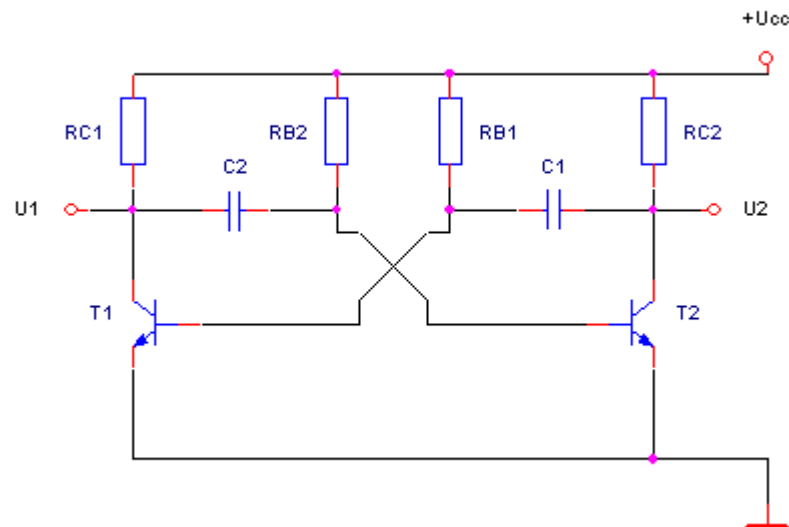
Principiální zapojení astabilního klopného obvodu je patrné na obrázku 7. Obvod se skládá z dvojice stejných NPN tranzistorů, jejichž báze a kolektory jsou připojeny přes odpory R_B a R_C na napájecí napětí U_{CC} . Emitory jsou připojeny na zem.

Ani při stejných typech tranzistorů a součástek nebude v obvodu naprostá symetrie. Můžeme předpokládat, že při připojení napájecího napětí na obvod prochází tranzistorem T_1 větší proud než tranzistorem T_2 . Na rezistoru R_{C1} vznikne tedy větší úbytek napětí, než na rezistoru R_{C2} . Kolektorové napětí U_{C1} poklesne, pokles se přenesení přes kondenzátor C_2 na bázi tranzistoru T_2 . Tranzistor T_2 se více uzavře, proto se jeho kolektorový proud zmenší, na jeho kolektoru napětí vzroste, tento vzrůst se přenesení přes kondenzátor C_1 na bázi tranzistoru T_1 , který se ještě více otevře, napětí U_{C1} dále poklesne a celý proces se lavinovitě opakuje rychlostí, danou pouze tranzitní frekvencí tranzistorů, až je tranzistor T_1 úplně otevřen a tranzistor T_2 úplně zavřen. Nastává první kvazistacionární stav.

Před otevřením tranzistoru T_1 byl tranzistor T_1 zavřen a kondenzátor C_2 byl nabit na plné napětí U_{CC} , na které se nabil s časovou konstantou $t_{n1} = R_{C1}C_2$ přes kolektorový odpor R_{C1} , vstupní obvod B-E tranzistoru T_2 a napájecí zdroj. V okamžiku otevření tranzistoru T_1 se skokem uzemní kladně nabitý pól kondenzátoru C_2 přes tranzistor T_1 na zem. Protože se ovšem napětí na kondenzátoru nemůže změnit skokem, skočí potenciál záporného polepu

kondenzátoru, spojeného s bází tranzistoru T_2 na hodnotu $-U_{CC}$, která okamžitě uzavře tranzistor T_2 , který před skokem napětí byl otevřen. Kondenzátor C_2 se začne vybíjet s časovou konstantou $t_{v2} = C_2 \cdot R_{B2}$ přes otevřený tranzistor T_1 , napájecí zdroj a bázevý odpor R_{B2} .

Předpokládejme, že k otevření tranzistoru T_1 došlo v době 1. Tranzistor T_2 se skokem zavřel napětím $-U_{CC}$, přivedeným na jeho bázi. Při vybíjení kondenzátoru C_2 se mění napětí na bázi T_2 exponenciálně k nule. Jakmile napětí na bázi T_2 dojde k nule a překročí prahové napětí přechodu báze-emitor, začne se tranzistor T_2 otevírat. Kolektorovým obvodem T_2 proteče proud, tranzistor se pootevře, napětí na jeho kolektoru poklesne, pokles se přenesse přes kondenzátor C_1 na bázi T_1 , který se přivře a dojde k následnému lavinovitému překlopení obvodu do stavu, kdy se T_1 úplně zavře a T_2 úplně otevře. Nastane druhý kvazistacionární stav. Nabítený kondenzátor C_1 způsobí záporným napětím na bázi T_1 jeho úplné uzavření. Nyní se začne C_1 vybíjet přes otevřený tranzistor T_2 , napájecí zdroj a odpor R_{B1} . Jakmile klesne napětí na bázi T_1 k nule, začne se T_1 otvírat a obvod přejde opět do prvního stavu. Děj se neustále opakuje. [6]



Obr. 7: Principiální zapojení astabilního klopného obvodu [6]

Pro výpočet výstupní frekvence obdélníkových kmitů můžeme použít následující vztahy.

$$t_{v1} = R_{B1} \cdot C_1 [\Omega, F] \quad (16)$$

$$t_{v2} = R_{B2} \cdot C_2 [\Omega, F] \quad (17)$$

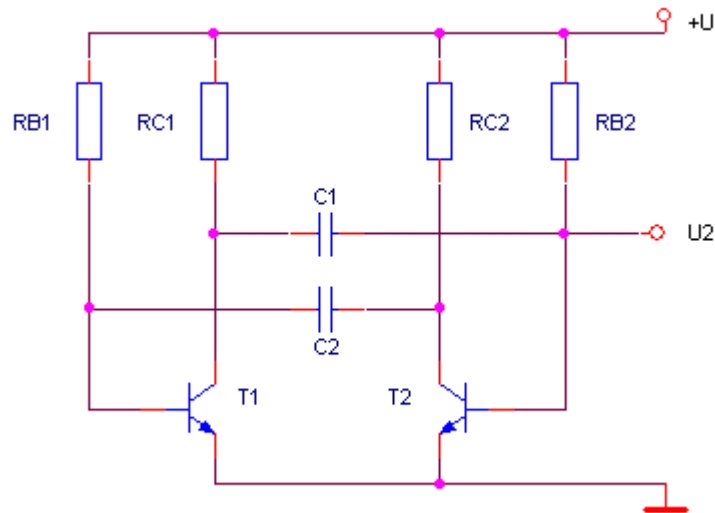
$$T_1 = t_{v1} \cdot \ln 2 \rightarrow 0,7 t_{v1} [s] \quad (18)$$

$$T_2 = t_{v2} \cdot \ln 2 \rightarrow 0,7 t_{v2} [s] \quad (19)$$

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} \rightarrow f = \frac{1}{0,7(t_{v1} + t_{v2})} [Hz, s] \quad (20)$$

4.2.2 Jednoduchý astabilní klopný obvod

Jako další jednoduché zapojení astabilního klopného obvodu můžeme považovat multivibrátor se dvěma tranzistory stejné polarity. Schéma zapojení je patrné na obrázku 8.



Obr. 8: Astabilní klopný obvod s tranzistory stejné polarity [1]

V zapojení jsou použity dva NPN tranzistory, 4 odpory a 2 kondenzátory. Perioda kmitu T se skládá z intervalu t_1 (vede tranzistor T_1) a t_2 (vede tranzistor T_2) a je určena vztahem (21).

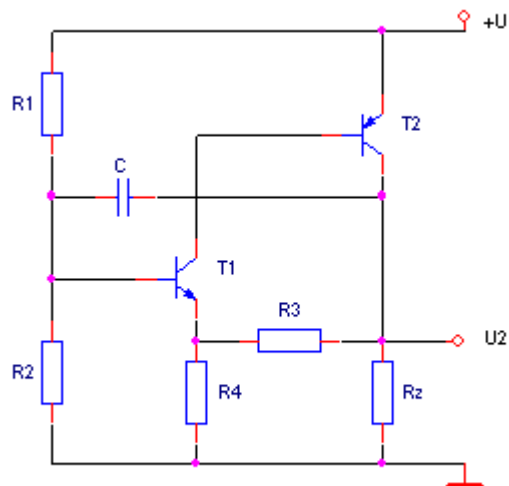
$$T = t_1 + t_2 = 0,7(R_{B2}C_1 + R_{B1}C_2) [s, \Omega, F] \quad (21)$$

$$f = \frac{1}{T} [Hz, s] \quad (22)$$

Obvykle se volí $R_B = 20R_C$ a pro požadovaný kmitočet $f = 1/T$ se určí kapacity C_1 a C_2 . Jako výhodu tohoto zapojení můžeme považovat jednoduchost a malé množství součástek, jako nevýhodu lze považovat např. ne zcela spolehlivé nasazení kmitů. Toto zapojení lze použít jako jednoduchý zdroj signálu, např. pro LED diody. [1]

4.2.3 Astabilní klopný obvod s komplementárními tranzistory

Jako osvědčené zapojení astabilního klopného obvodu můžeme považovat zapojení se dvěma komplementárními tranzistory. Jedná se o dvojici tranzistorů, které mají shodné elektrické, mechanické i tepelné vlastnosti a liší se pouze typem přechodu NPN a PNP. Schéma zapojení je patrné na obrázku 9. [1]



Obr. 9: Astabilní klopný obvod s komplementárními tranzistory [1]

Pro výpočet hodnot součástek v obvodu můžeme použít vztah (23).

$$T = R_2 C \left[\ln \frac{1 + \frac{R_3}{R_4}}{1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4}} + \ln \left(1 + \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right) \right] [s, \Omega, F] \quad (23)$$

První část výrazu určuje dobu trvání t_1 impulsu (oba tranzistory vedou), druhá představuje dobu mezery t_2 . Pro výpočet můžeme využít orientační poměry odporů.

$$R_1 = 5R_2 [\Omega] \quad (24)$$

$$R_3 = 2R_4 [\Omega] \quad (25)$$

$$R_1 = 20R_3 [\Omega] \quad (26)$$

$$R_3 < 20R_Z [\Omega] \quad (27)$$

Při použití těchto poměrů odporů platí následující vztahy (28) a (29).

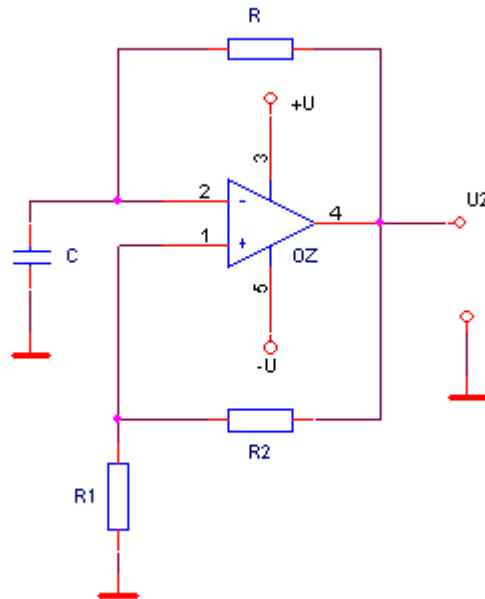
$$t_1 \cong t_2 [s] \quad (28)$$

$$T \cong 4R_2 C [s, \Omega, F] \quad (29)$$

Výhodou zapojení je to, že zátěž R_Z velmi málo ovlivňuje kmitočet a dostává téměř plné napětí zdroje, dále pak, že obsahuje pouze jeden kondenzátor a na rozdíl od předchozího zapojení klopného obvodu s tranzistory stejné polaritě zaručuje spolehlivé nasazení kmitů. [1]

4.2.4 Astabilní klopný obvod s operačním zesilovačem

Pomocí zapojení s operačním zesilovačem lze vytvořit kvalitní zdroj obdélníkových kmitů, schéma zapojení je patrné na obrázku 10.



Obr. 10: Astabilní klopný obvod s operačním zesilovačem [1]

Výstupní napětí je souměrné, $t_1 = t_2$, perioda T se vypočítá dle následujícího vztahu (30).

$$T = 2RC \cdot \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right) [s, \Omega, F] \quad (30)$$

Velkou výhodou astabilních klopných obvodů s operačním zesilovačem je jejich kmitočtová stálost, lze dosáhnout stálosti až 10^{-3} Hz. [1]

4.3 Monostabilní klopné obvody

Monostabilní klopné obvody se jeví jako kříženec bistabilních a astabilních klopných obvodů. Mají jediný klidový stav, ve kterém setrvávají libovolně dlouho, dokud nejsou vnějším zásahem překlopeny do druhého, kvazistabilního stavu. Po tomto rychlém překlopení následuje pomalý přechodný děj, podobně jako u astabilních klopných obvodů, který je ukončen rychlým zpětným překlopením do původní stabilní polohy.

Po zpětném překlopení probíhá uvnitř obvodu další pomalý přechodný děj, při němž dochází k ustalování vnitřních obvodových veličin. I když tímto posledním přechodným dějem není znatelně ovlivněn časový průběh výstupních veličin, neznamená to, že není vůbec ovlivněna celková funkce monostabilního klopného obvodu. Doba, po kterou tento pomalý děj probíhá, se nazývá dobou zotavení monostabilního klopného obvodu. Jestliže během této doby přijde na vstup nový startovací impuls, může se velice výrazně změnit očekávaná doba kyvu. Má-li být doba kyvu reprodukovatelná, smí startovací impuls přijít až po uplynutí doby zotavení. [2]

4.3.1 *Principiální zapojení monostabilního klopného obvodu a popis funkce*

Monostabilní klopný obvod vznikne spojením stejnosměrného zesilovače neobracejícího fázi s přenosovým členem obsahujícím jediný akumulací prvek, který určuje časové průběhy pomalých přechodných dějů. Principiální zapojení je patrné na obrázku 11.

Záporným impulzem $-u_{sp}$ přivedeným na bázi otevřeného tranzistoru T_2 (nebo kladným impulzem přivedeným na bázi zavřeného tranzistoru T_1) se tranzistor T_2 zavírá, napětí na jeho kolektoru roste a tento vzrůst napětí se přes dělič R_1, R_2 přenese na bázi tranzistoru T_1 . Tranzistor T_1 se otevírá, napětí na jeho kolektoru klesá a tento pokles se přes kondenzátor C_2 přenáší na bázi T_2 . To probíhá lavinovitým způsobem tak dlouho, až se T_1 úplně otevře a T_2 úplně zavře. Nastal kvazistacionární stav. Podobně, jako tomu bylo u astabilního klopného obvodu, se začne kondenzátor C_2 nyní vybíjet přes otevřený T_1 , napájecí zdroj a odpor R_{B2} . Jakmile jeho napětí dosáhne prahové napětí přechodu báze-emitor tranzistoru T_2 , začne se T_2 otevírat, jeho kolektorové napětí poklesne, pokles se děličem R_1, R_2 přenese na bázi T_1 , ten se přivře a děj proběhne opět lavinovitě, až nastane stabilní stav. Tranzistor T_1 je zavřen a T_2 otevřen. Tento stav trvá až do příchodu dalšího synchronizačního impulsu. [6]

Dobu kmitu monostabilního klopného obvodu vypočítáme dle vztahu (31) a (32).

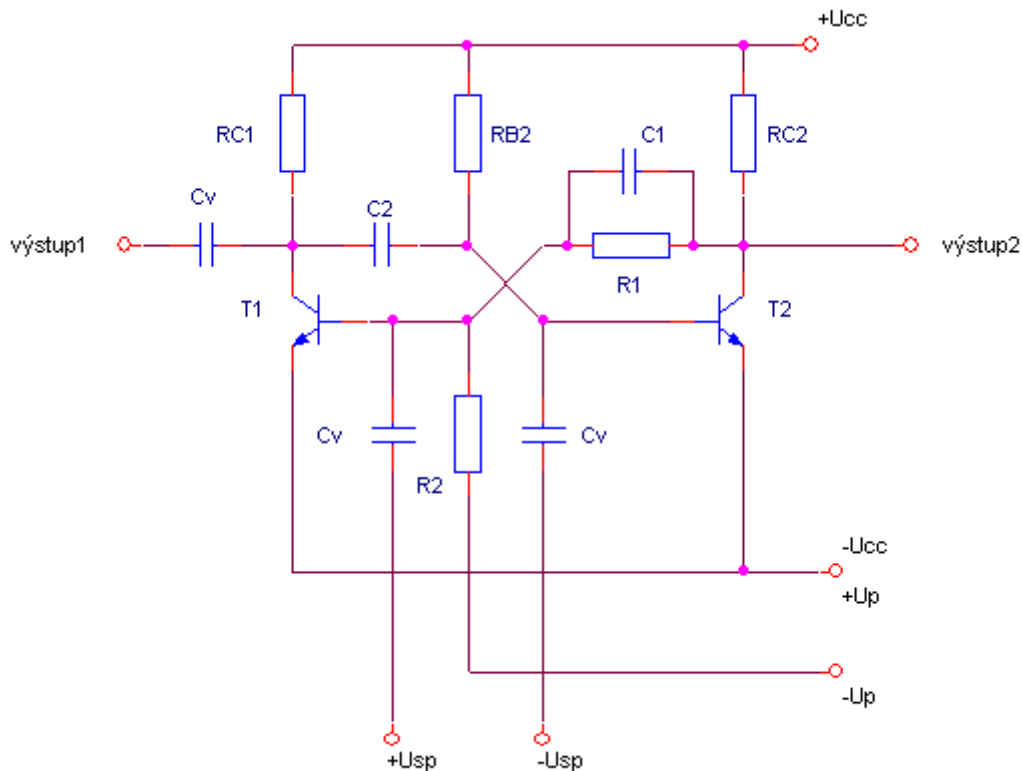
$$\tau = 0,69 \cdot \tau_V [s] \quad (31)$$

$$\tau_V = R_{B2} \cdot C_2 [s, \Omega, F] \quad (32)$$

Odpor R_{B2} opět volíme dle vztahu (33).

$$R_{B2} \leq \beta_{sat} \cdot R_{C2} [\Omega, -] \quad (33)$$

Návrh děliče R_1 , R_2 s urychlovacím kondenzátorem C_1 je stejný, jako u bistabilního klopného obvodu. Rovněž lze realizovat monostabilní klopný obvod s křemíkovými tranzistory bez předpětí, jako to bylo u bistabilního klopného obvodu uvedeno.



Obr. 11: Monostabilní klopný obvod [6]

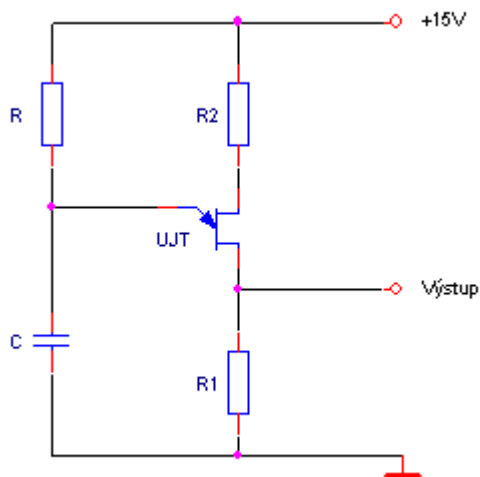
Monostabilní obvod se používá k vytváření obdélníkových impulzů z impulzů nepravidelného tvaru. Může se použít i ke zpožďování impulzů tak, že vstupní impuls překlopí obvod do kvazistabilního stavu, ze sestupné hrany se odvodí zpožděný impuls na kolektoru T_2 . Rovněž se používá ke zlepšení tvaru zkreslených impulzů. [6]

5 OSCILÁTORY IMPULSNÍCH PRŮBĚHŮ

Pulsní oscilátor generuje posloupnost (v ideálním případě pravoúhlých nebo lichoběžníkových) pulsů. U impulsních signálů se kladě důraz na co nejkratší dobu trvání pulsu.

5.1 Oscilátor impulsních průběhů s UJT

Jednoduchým oscilátorem impulsních průběhů je zapojení obvodu s diodou s dvojitou bází (unijunction tranzistor). Schéma zapojení je patrné na obrázku 12.



Obr. 12: Oscilátor impulsního průběhu s UJT [1]

Kondenzátor C se nabíjí přes rezistor R ze zdroje napájecího napětí. Zpočátku je emitor dvoubázové diody zápornější, než křemíková destička s vyvedenými bázemi B_1 a B_2 v místě jeho připojení. Emitorem neprochází proud a dráha mezi B_1 a B_2 se chová jako odpor řádu 10 k Ω . Dosáhne-li napětí na kondenzátoru přibližně poloviny napájecího napětí, otevře se přechod emitor-polovodič a dojde k lavinovitému zvětšení vodivosti mezi všemi elektrodami dvoubázové diody. Kondenzátor se vybije převážně přes rezistor R_1 na napětí blízké

nule, emitorový přechod se uzavře a celý cyklus se opakuje. Z rezistoru R_1 o odporu desítek až stovek ohmů se odebírají krátké impulsy. Doba trvání pulsů se vypočítá podle vztahu (34), opakovací perioda pak podle vztahu (35). [1]

$$t = 3 \cdot CR_1 [s, F, \Omega] \quad (34)$$

$$T = RC [s, F, \Omega] \quad (35)$$

5.2 Oscilátor impulsních průběhů s tranzistory

Místo dvoubázové diody je možné použít zapojení s dvojicí komplementárních tranzistorů. Schéma zapojení je patrné na obrázku 13.

Rychlé vybíjení kondenzátoru C nastává, dosáhne-li napětí na emitoru tranzistoru T_2 hodnoty asi o 0,65 V vyšší, než je napětí na děliči R_2 a R_3 . Délka impulsu t je pak určena vztahem (36), opakovací perioda T vztahem (37) a amplituda U_{MAX} vztahem (38).

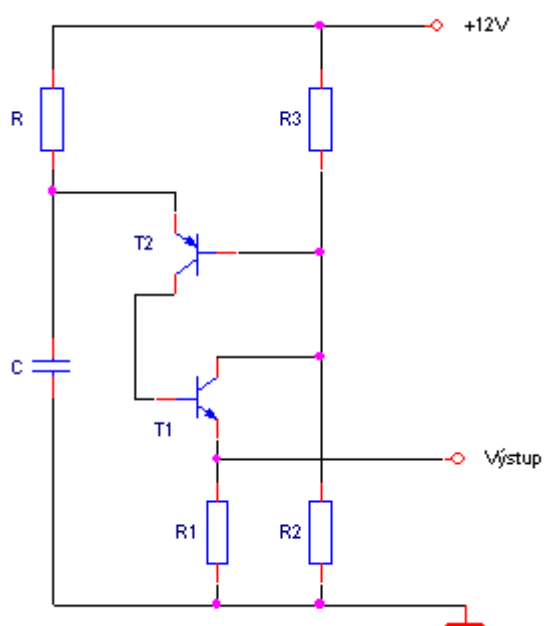
Při velkém proudovém zesílení h_{21e} tranzistoru T_1 se doporučuje jeho inverzní zapojení (zaměnit emitor a kolektor), protože jinak může zbytkový proud tranzistoru T_2 způsobit předčasné nebo dokonce trvalé otevření obou tranzistorů. Vliv zbytkového proudu lze potlačit také odporem menším než 1 M Ω mezi bází T_1 a zemí, potom však nemusí obvod nastartovat při velkých hodnotách odporu R řádu megaohmů, používaných pro velmi nízké opakovací kmitočty.

Zapojení lze použít pro rozsah kmitočtů 0,1 Hz do 1 MHz, výstupní impedance je malá a při výstupní amplitudě impulsů kolem 4 V může obvod ovládat řadu integrovaných obvodů TTL. [1]

$$t = 3 \cdot CR_1 [s, F, \Omega] \quad (36)$$

$$T = RC \cdot \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) [s, \Omega] \quad (37)$$

$$U_{MAX} = U \frac{R_2}{R_2 + R_3} [V, \Omega] \quad (38)$$



Obr. 13: Oscilátor impulsního průběhu s tranzistory [1]

6 OSCILÁTORY PILOVÝCH A TROJÚHELNÍKOVÝCH PRŮBĚHŮ

Oscilátor pilových nebo trojúhelníkových průběhů, často nazývaný jako relaxační generátor, je astabilní multivibrátor, tj. obvod, který nemá stabilní stav a který neustále (periodicky) kmitá mezi dvěma mezními stavy. Tyto dva stavy souvisejí s maximem resp. minimem energie nahromaděné na akumulacním prvku, který je nedílnou součástí každého relaxačního generátoru. Akumulačním prvkem bývá kapacitor nebo induktor. Zdrojem resp. spotřebičem energie je zdroj napětí nebo proudu. Směr toku energie je řízen komparátorem, jehož výstup se mění vždy, jakmile množství energie nahromaděné v akumulacním prvku dosáhne mezního stavu. Chování relaxačního generátoru lze popsat několika fázemi:

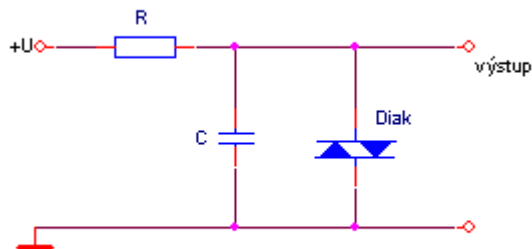
- nabíjení akumulacního prvku,
- dosažení horního mezního stavu,
- překlopení komparátoru a následné vybíjení akumulacního prvku,
- dosažení dolního mezního stavu,
- překlopení komparátoru a následné nabíjení akumulacního prvku.

Napětí pilových nebo trojúhelníkových průběhů se používají v rozkladových generátorech obrazovek, v obvodech pro automatický záznam voltampérových charakteristik, v obvodech fázového řízení a při dalších aplikacích. Pro vychylování paprsku v osciloskopech s elektrostatickým vychylováním elektronového paprsku se používají generátory pilového napětí (nazývají se generátory časové základny), v zařízeních s elektromagnetickým vychylováním elektronového paprsku se používají generátory pilového proudu (nazývané rozkladové generátory). [6]

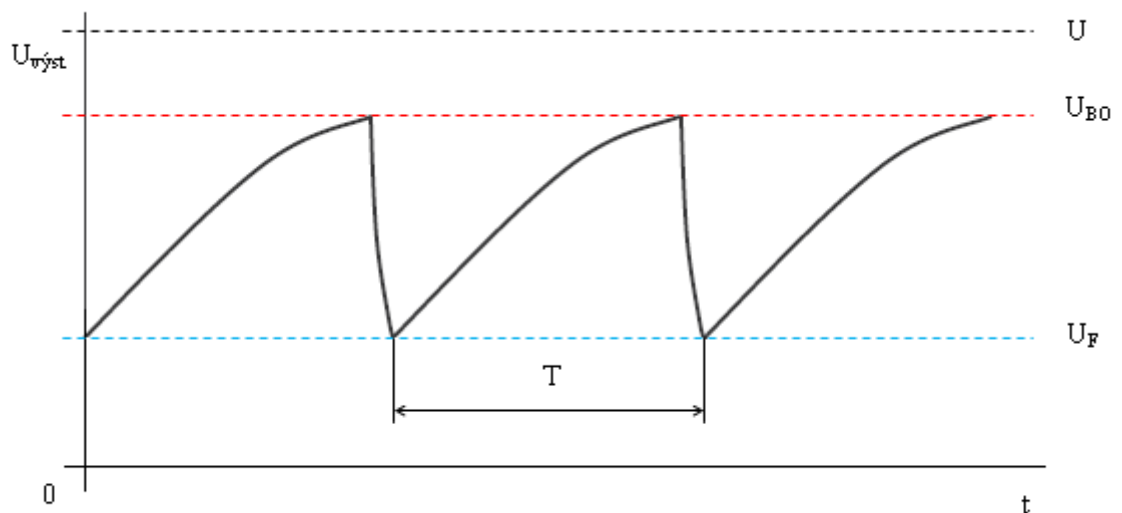
6.1 Relaxační oscilátor s diakem

Nejjednodušší relaxační oscilátor vznikne spojením tří pasívních součástí. Kondenzátor se nabíjí přes rezistor, až se napětí na něm zvětší na průrazné napětí diaku, diak se otevře a

kondenzátor se přes něj vybije. Jakmile se napětí na kondenzátoru změní pod určitou mez, změní se proud diakem natolik, že se diak uzavře. Děj se opakuje a na kondenzátoru získáme průběh odpovídající napětí při nabíjení a vybíjení kondenzátoru. Diak mívá při sepnutém stavu malý odpor, a proto je vybíjení kondenzátoru rychlejší než nabíjení. Nevýhodou tohoto zapojení je velká stejnosměrná složka ve výstupním signálu a potřeba poměrně velkého napájecího napětí, protože průrazné napětí diaku bývá okolo 30 V. Zapojení relaxačního oscilátoru je patrné na obrázku 14. [5]



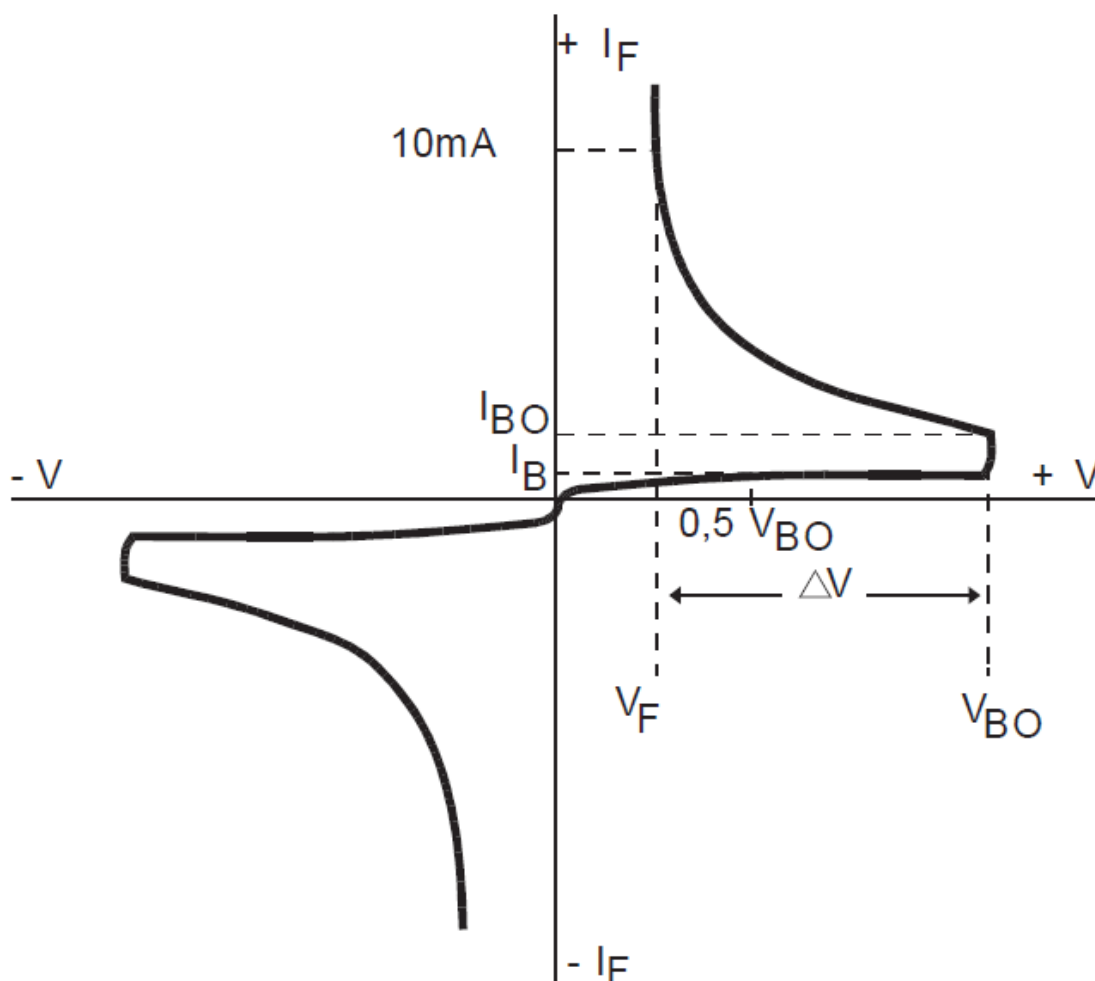
Obr. 14: Relaxační oscilátor s diakem [5]



Obr. 15: Tvar a průběh napětí relaxačního oscilátoru s diakem

Tvar a průběh napětí na výstupu je patrný na obrázku 15. Na průběhu jsou patrné dvě rozhodovací úrovně, při nichž dochází k nabíjení a vybíjení kondenzátoru. Diak slouží jako komparátor úrovně napětí na kondenzátoru, při úrovni napětí U_{BO} (v katalogu značeno i V_{BO}) dochází k sepnutí diaku, diak se stává vodivým a kondenzátor se přes něj začne prudce vybíjet. Při klesnutí hodnoty napětí na úroveň U_F (v katalogu značeno V_F) dochází k rozepnutí diaku, diak přestává být vodivý, a proto se začne kondenzátor opět nabíjet až po hodnotu U_{BO} .

Funkce diaku je patrná z jeho voltampérové charakteristiky, která je uvedena na obrázku 16. Jedná se o charakteristiku běžně dostupného diaku ER900 s typickými parametry $U_{BO} = 32V$ a $U_F = 22V$.



Obr. 16: Voltampérová charakteristika diaku ER-900

Pro výpočet hodnot součástek a doby kmitu můžeme použít následující vztahy. Hodnotu kondenzátoru C volíme dle požadované frekvence kmitů, hodnotou odporu R řídíme velikost nabíjecího proudu, hodnota napětí U_{BO} a U_F závisí na použitém typu diaku. Napájecí napětí U volíme takové, aby se diak bezpečně otevřel. Celková doba kmitu T je ovlivněná i dobou vybíjení kondenzátoru přes otevřený diak, neboť i v sepnutém stavu má diak odpor jednotek kiloohmů.

$$T = R \cdot C \cdot \ln \frac{U - U_F}{U - U_{BO}} [s, \Omega, F, V] \quad (39)$$

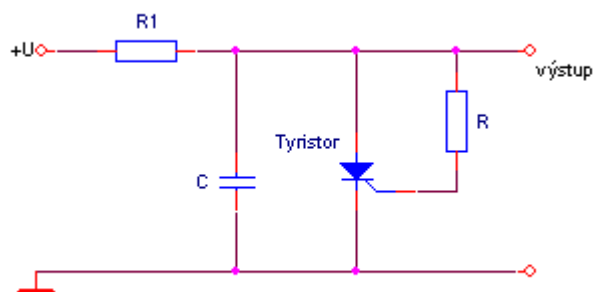
$$f = \frac{1}{T} [Hz, s] \quad (40)$$

6.2 Relaxační oscilátor s tyristorem

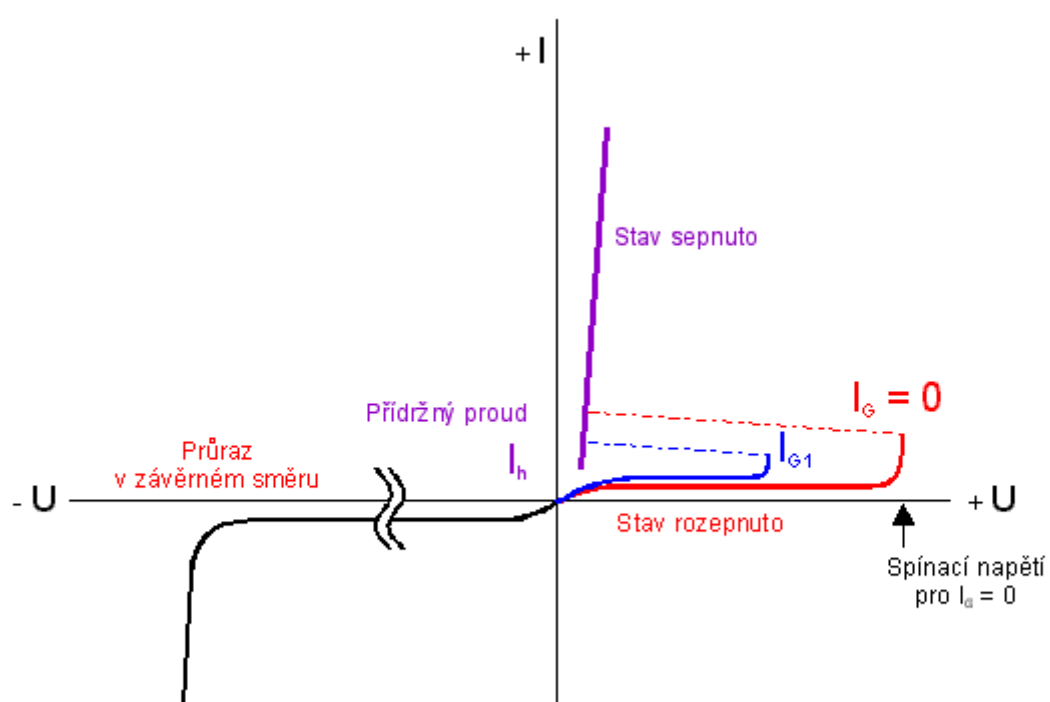
Další jednoduché zapojení zdroje pilovitého průběhu napětí je na obrázku 17. Pracuje na principu nabíjení a vybíjení kondenzátoru v integračním článku. Po připojení napájecího napětí se ze zdroje U přes odpor R začne nabíjet kondenzátor. Napětí na kondenzátoru exponenciálně stoupá až do okamžiku, kdy sepne tyristor (při určité hodnotě proudu, tekoucího do jeho řídicí elektrody G) a kondenzátor se rychle přes sepnutý tyristor vybije. Potom se nabíjení kondenzátoru začne opakovat.

Dříve se jako spínač používala i doutnavka. Napětí na kondenzátoru vzrůstalo až do hodnoty zápalného napětí doutnavky. Po zapálení doutnavky se přes ni vybil kondenzátor na hodnotu zhášecího napětí doutnavky, ta zhasla a nabíjení kondenzátoru se opakovalo.

Na obrázku 18 je patrná voltampérová charakteristika tyristoru. Je patrné, že spínací napětí tyristoru je závislé na proudu tekoucím do řídicí elektrody. [4]



Obr. 17: Relaxační oscilátor s tyristorem [4]



Obr. 18: Voltampérová charakteristika tyristoru

Nabíjení kondenzátoru probíhá opět podle známého exponenciálního zákona dle vztahu (41) v případě, že tyristor je při nabíjení dokonale zablokován.

$$U(t) = U \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}} \right) [V, s, \Omega, F] \quad (41)$$

Pro napětí na odporu R $U_R = 1/3 U$ je možno vztah linearizovat vztahem (42).

$$U(t) = U \frac{t}{R_1 C} [V, s, \Omega, F] \quad (42)$$

Pro $U(t) = U_R$ tyristor spíná, vybije kondenzátor a vypíná. Děj se znovu opakuje s kmitočtem dle vztahu (43).

$$f = \frac{1}{R_1 C} \cdot \frac{U}{U_R} [Hz, \Omega, F, V] \quad (43)$$

6.3 Relaxační oscilátor s operačním zesilovačem

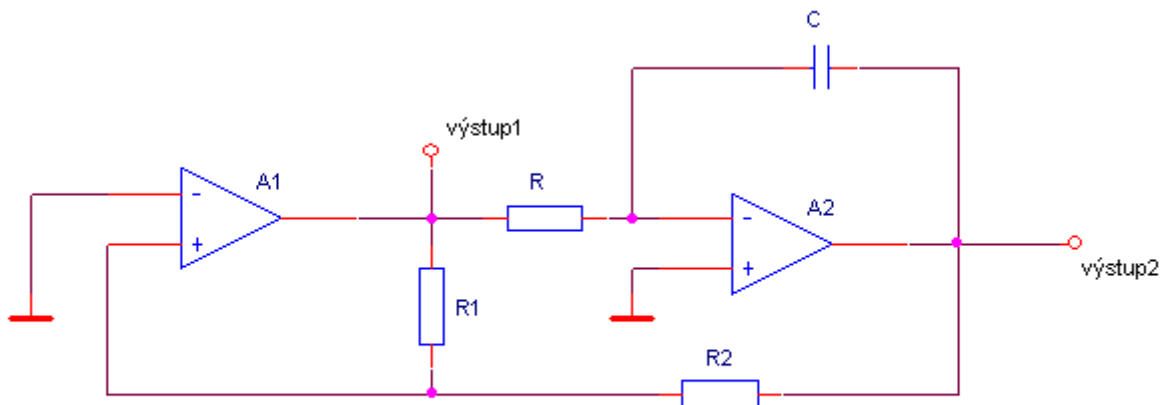
Signál trojúhelníkového průběhu se nejčastěji získává integrací obdélníkového průběhu. Na tomto principu pracuje také zapojení se dvěma operačními zesilovači, nazývané někdy protiběžný integrátor. Schéma zapojení je uvedeno na obrázku 19. Operační zesilovač A_1 pracuje jako komparátor, zesilovač A_2 pracuje jako integrátor. Výstupní napětí komparátoru A_1 má symetrický obdélníkový průběh s amplitudou a_1 téměř rovnou napájecímu napětí U . Výstupní napětí integrátoru A_2 má trojúhelníkový průběh s amplitudou a_2 .

$$a_2 = a_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} [V, \Omega] \quad (44)$$

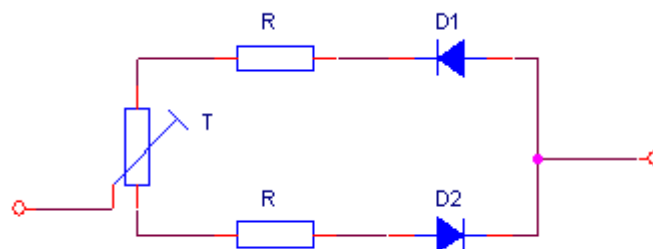
$$T = 4 \cdot RC \cdot \frac{R_2}{R_1} [s, \Omega, F] \quad (45)$$

Opakovací perioda se značí T . Změnou odporu R_1 a R_2 se zároveň mění kmitočet i amplituda trojúhelníkových kmitů, při poklesu amplitudy klesá ve stejném poměru i perioda T (kmitočet roste) a naopak. Pro nastavení kmitočtu je nejvhodnější odpor R , který ovlivňuje pouze kmitočet. U zesilovačů MAA501 až 504 a jejich náhrad pro dnešní dobu se doporučuje $R_1 = 4R_2$.

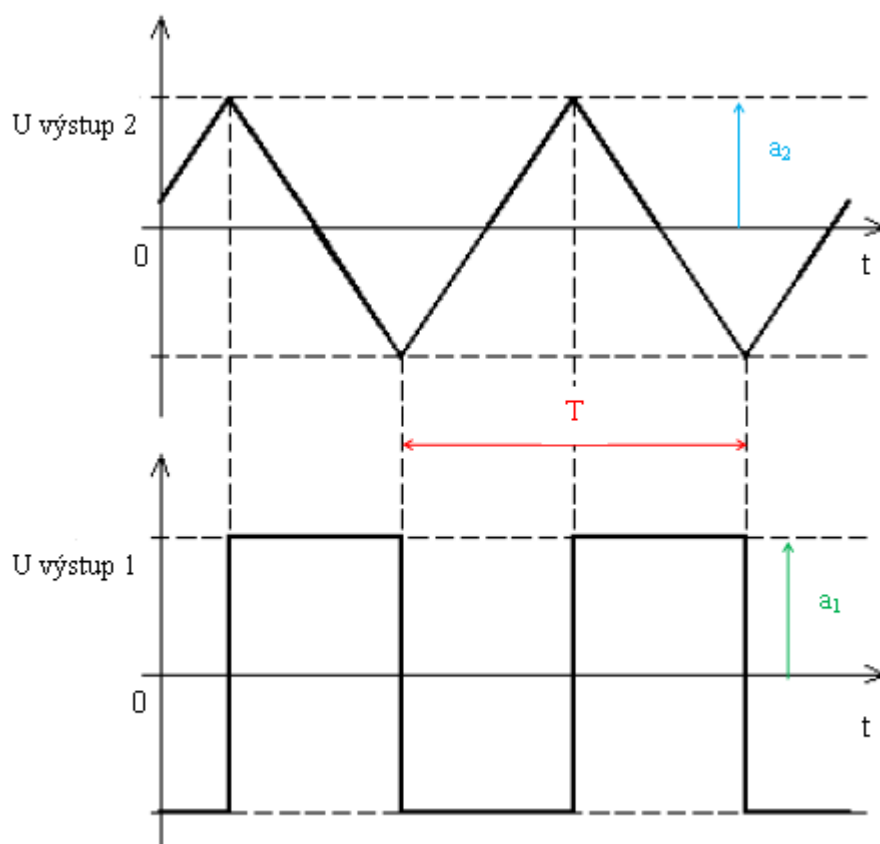
Odpor R lze rozdělit do dvou větví s diodami podle obrázku 20. Potenciometrem P pak lze regulovat střídu obdélníkových impulsů a současně měnit náklon trojúhelníkových kmitů, obojí beze změny kmitočtu a amplitudy. Při velké střídě lze takto generovat pilový průběh. [1]



Obr. 19: Relaxační oscilátor s operačním zesilovačem



Obr. 20: náhrada odporu R



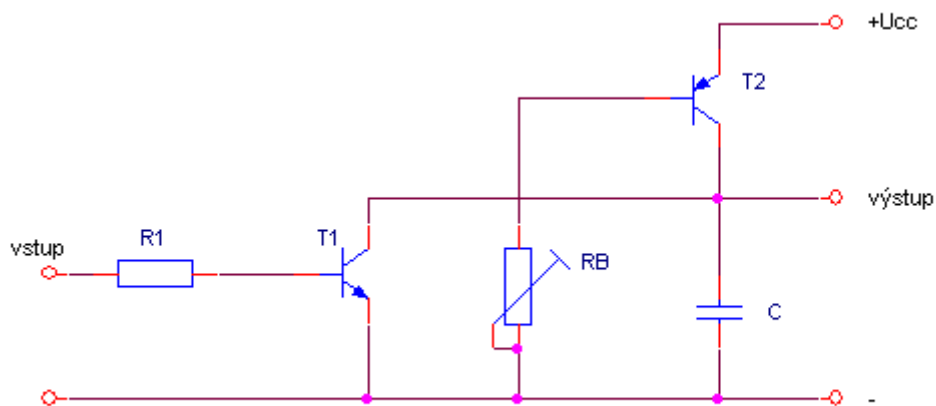
Obr. 21: Tvar a průběh napětí relaxačního oscilátoru s operačním zesilovačem

6.4 Relaxační oscilátor s tranzistory

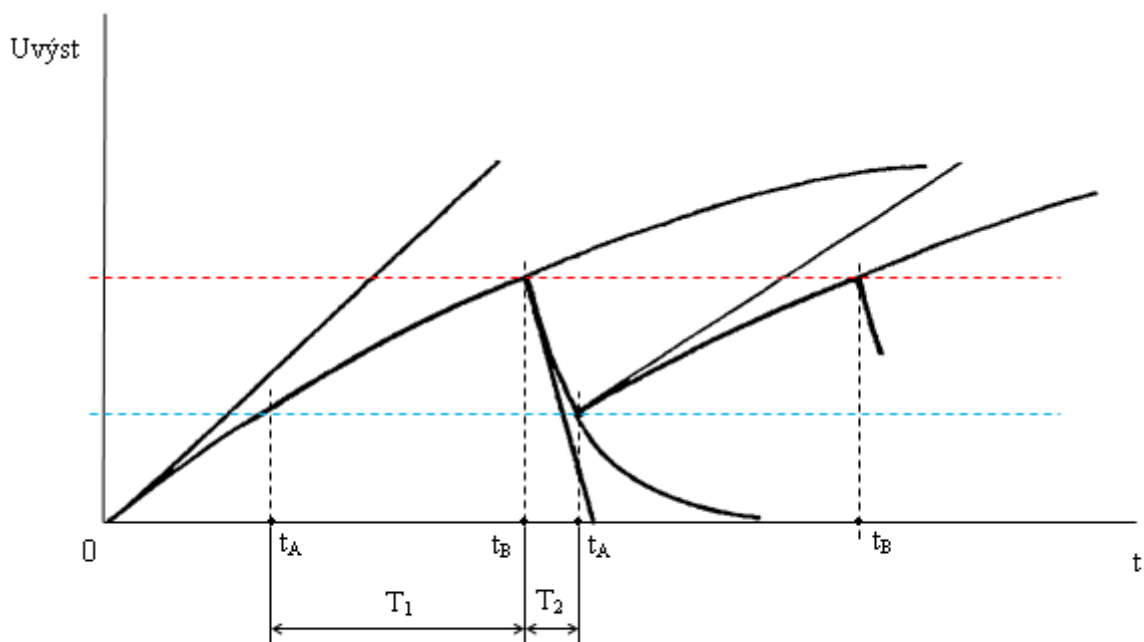
Relaxační oscilátor lze sestavit i za pomoci tranzistorů. Jednoduché zapojení je patrné na obrázku 22. Na vstup obvodu je nutné přivádět symetrický obdélníkový signál, jehož průběh je patrný na obrázku 24.

Průběh výstupního napětí je patrný na obrázku 23. Když se v čase t_B otevře tranzistor T_1 kladným obdélníkovým impulzem na bázi, vybije se kondenzátor C přes malý odpor otevřeného tranzistoru. Časová konstanta vybíjecího obvodu je malá. Po zavření tranzistoru T_1 v čase t_A se

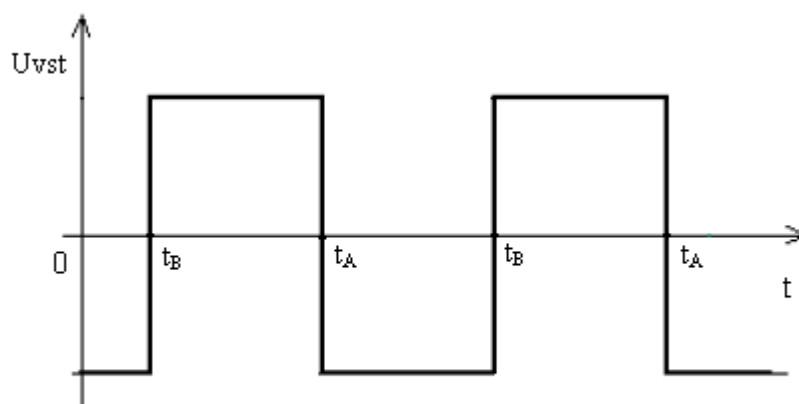
začne kondenzátor nabíjet přes tranzistor T_2 proudem nastaveným odporem R_B v bázi T_2 . Výstupní frekvence kmitů je závislá na frekvenci a střídě vstupního obdélníkového signálu. [6]



Obr. 22: Relaxační oscilátor s tranzistorem [6]



Obr. 23: Tvar a průběh napětí relaxačního oscilátoru s tranzistorem



Obr. 24: Tvar a průběh vstupního napětí

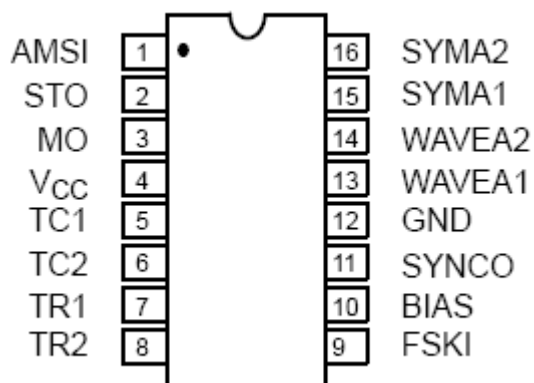
7 INTEGROVANÉ ŘEŠENÍ OSCILÁTORŮ NEHARMONICKÝCH KMITŮ

V dnešní době existuje i řada integrovaných řešení oscilátorů, pro ukázkou jsem se rozhodl popsat jeden běžně dostupný integrovaný obvod Exar XR2206.

7.1 Integrovaný obvod XR2206

Obvod XR2206 je schopen generovat sinusový, trojúhelníkový a TTL signál s možností nastavení výstupní frekvence a pro sinusový a trojúhelníkový signál s možností nastavení výstupního napětí. Obvod se vyrábí v pouzdře DIP16, obsahuje tedy 16 vývodů. Jejich rozložení je patrné na obrázku 25. Jednotlivé vývody jsou popsány v tabulce 1.

Výhodou obvodu XR2206 je velmi vysoká kvalita produkovaného signálu s vysokou stabilitou a přesností. Je ideální pro použití v komunikačních zařízeních a aplikacích generátorů funkcí.



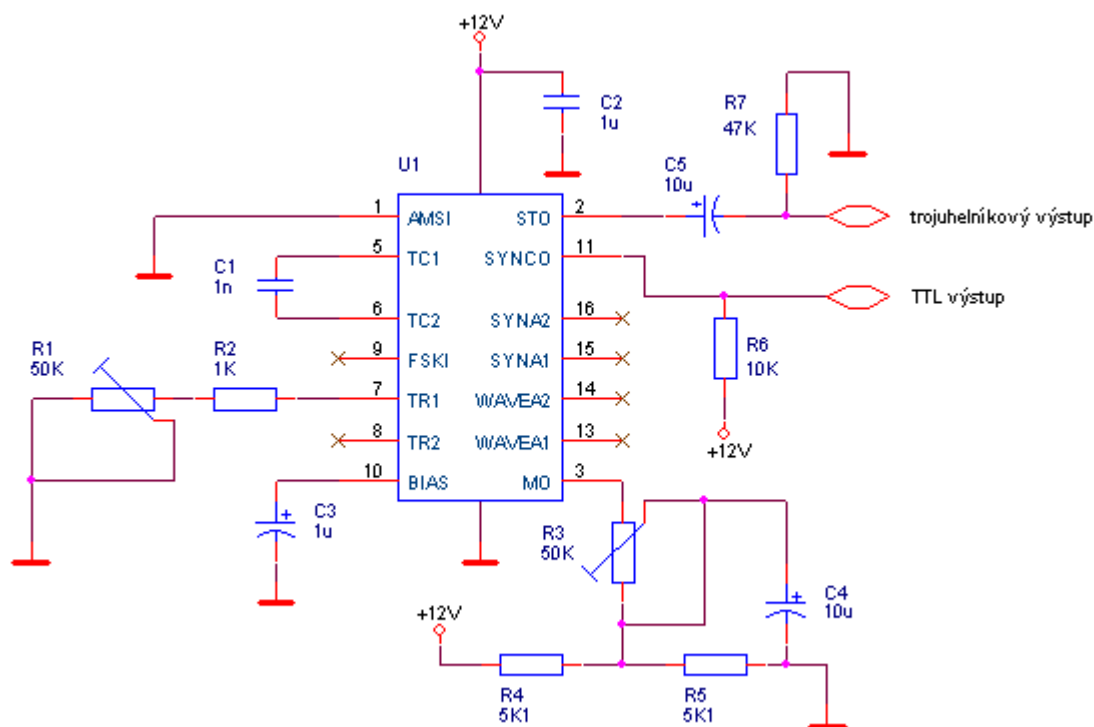
Obr. 25: Rozložení vývodů XR2206 [7]

PIN	SYMBOL	TYP	POPIS
1	AMSI	Vstup	Vstup pro signál amplitudové modulace
2	STO	Výstup	Sinusový nebo trojúhelníkový výstup
3	MO	Vstup	Výstup násobiče
4	V _{CC}		Napájecí napětí
5	TC1	Vstup	Vstup časovacího kondenzátoru
6	TC2	Vstup	Vstup časovacího kondenzátoru
7	TR1	Výstup	Výstup časovacího rezistoru 1
8	TR2	Výstup	Výstup časovacího rezistoru 2
9	FSKI	Vstup	FSK vstup
10	BIAS	Výstup	Vnitřní napěťová reference
11	SYNCO	Výstup	Synchronizační výstup
12	GND		Uzemnění
13	WAVEA1	Vstup	Vstup korekce tvaru vlny 1
14	WAVEA2	Vstup	Vstup korekce tvaru vlny 2
15	SYMA1	Vstup	Vstup korekce symetrie vlny 1
16	SYMA2	Vstup	Vstup korekce symetrie vlny 2

Tab. 1: Popis vývodů obvodu XR2206

7.2 Zapojení obvodu XR2206

Na obrázku 26 je uvedeno doporučené zapojení z katalogového listu obvodu XR2206.



Obr. 26: Zapojení obvodu XR2206 [7]

Hodnotu napájecího napětí lze volit z rozmezí daného výrobcem 10-26 V. Hodnota kondenzátoru $C_1 = 1 \text{ nF}$ je doporučená výrobcem, závisí na ní výsledná výstupní frekvence f_V . Kondenzátory C_2 a C_3 mají mít dle výrobce obvodu doporučenou kapacitu $1 \mu\text{F}$. Kondenzátor C_4 pak má mít kapacitu $10 \mu\text{F}$. Kondenzátor C_5 slouží pro potlačení stejnosměrného napětí, vhodná je kapacita $10 \mu\text{F}$.

Hodnota odporu trimru R_1 se volí podle požadované výstupní frekvence f_V , a vychází se z následujícího vztahu (46), kde $R = R_1 + R_2$.

$$f_V = \frac{1}{R \cdot C_1} [Hz, \Omega, F] \quad (46)$$

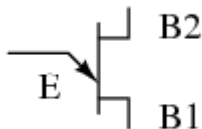
Hodnota odporu u rezistorů R_2 , R_4 , R_5 a R_6 je doporučena výrobcem, odpor rezistoru R_7 se volí dostatečně velký pro malé proudové zatížení. Konečné nastavení výstupní frekvence f_v se provádí pomocí trimru R_1 , výstupní napětí lze pak nastavit pomocí trimru R_3 .

8 NÁVRH OSCILÁTORU S LINEÁRNĚ PILOVÝM PRŮBĚHEM

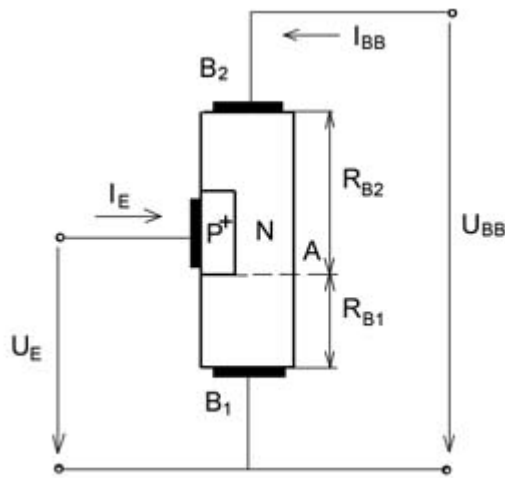
Jedním z mnoha řešení, jak realizovat relaxační oscilátor pilového průběhu, je použití dvoubázové diody (UniJunction Transistor) UJT. Pro svůj návrh oscilátoru jsem si vybral právě zapojení s dvoubázovou diodou 2N2646.

8.1 Dvoubázová dioda UJT

Dioda se dvěma bázemi, často označovaná jako jednopřechodový tranzistor (UJT), je křemíková součástka s jedním přechodem PN a se třemi vyvedenými elektrodami nazývanými emitor E, báze B1 a báze B2. Schematická značka dvoubázové diody je na obrázku 27. Struktura UJT je patrná na obrázku 28.



Obr. 27: Schematická značka dvoubázové diody [8]



Obr. 28: Struktura UJT [11]

Při nulovém napětí U_{BB} se dvoubázová dioda chová ze strany emitoru jako běžná dioda. Je-li napětí U_{BB} kladné, rozdělí se napětí rovnoměrně mezi bázemi B1 a B2. V místě A základní polovodičové destičky vytvoří procházející proud I_{BB} napětí U_A (47).

$$U_A = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{BB} [V, \Omega] \quad (47)$$

Napětí U_A polarizuje přechod PN v závěrném směru. Je-li napětí přiváděné k emitoru nižší než U_A , je emitorový přechod polarizován závěrně a prochází jím velmi malý závěrný proud. Vzroste-li napětí U_E nad U_A přibližně o hodnotu rovnou úbytku na diodě v propustném směru, začne emitorový přechod vstříkovat díry do základní vrstvy typu N. Působením vnějšího elektrického pole vyvolaného napětím U_{BB} se budou injektované díry pohybovat ke svorce B1 a zvýší vodivost mezi emitorem E a bází B1. Zvýšení vodivosti (pokles odporu) bude tím větší, čím větší bude emitorový proud. Na voltampérové charakteristice měřené mezi emitorem a bází B1 se tento stav projeví oblastí záporného odporu. Nejdůležitějším parametrem je spínací napětí U_{B0} , pro které platí vztah (48). [11]

$$U_{B0} = \eta \cdot U_{BB} + U_F [V, -] \quad (48)$$

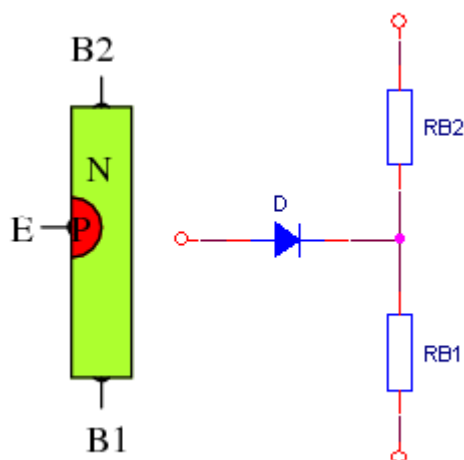
Parametr η je konstanta udávaná výrobcem a pro každý typ dvoubázové diody bývá uváděna v katalogu. Pro použitý typ 2N2646 je hodnota $\eta = 0,56 - 0,75$. Napětí U_F je úbytek na PN přechodu v propustném směru a jeho hodnota bývá přibližně 0,7 V. Jak je patrné na náhradním schématu na obrázku 29, dvoubázová dioda se skládá ze dvou odporů a diody. Parametr η je pak určen následujícím vztahem (49) a (50).

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} [-, \Omega] \quad (49)$$

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{BB0}} [-, \Omega] \quad (50)$$

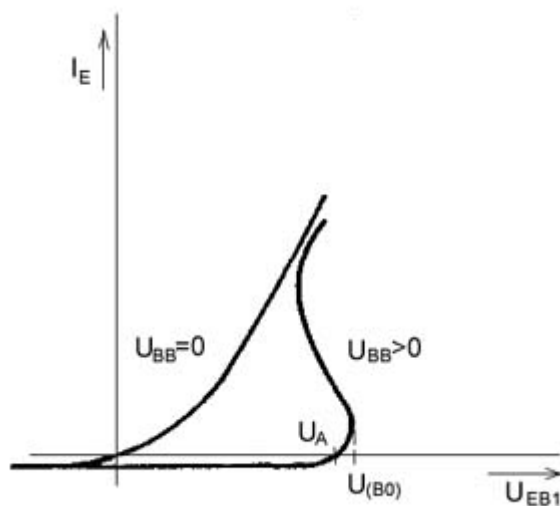
$$R_{BB0} = R_{B1} + R_{B2} [\Omega] \quad (51)$$

Parametr R_{BB0} je mezibázový odpor při nulovém emitorovém proudu, bývá uveden v katalogu a jeho hodnota se pro typ 2N2646 pohybuje mezi 4,7 – 9,1 k Ω .



Obr. 29: Náhradní schéma dvoubázové diody [8]

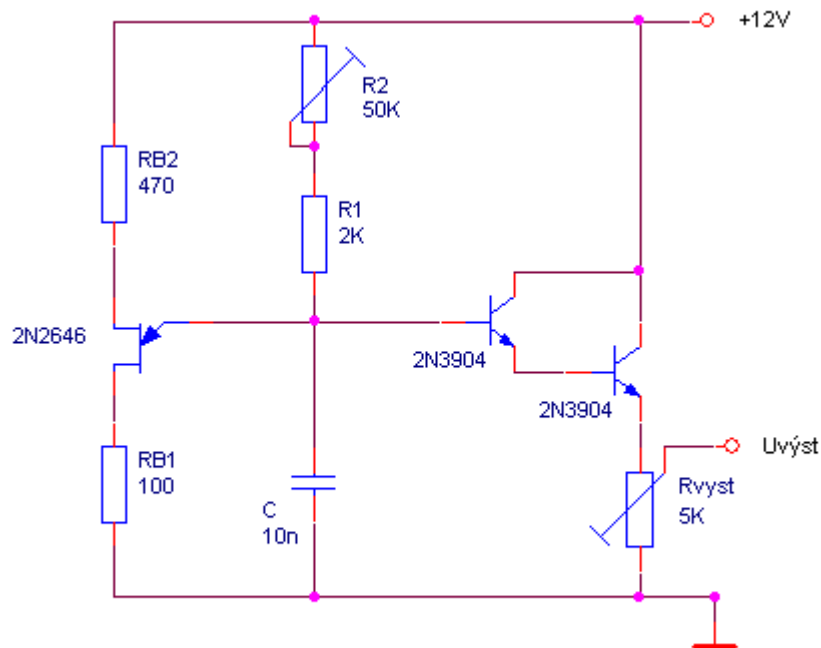
Na následujícím obrázku 30 je patrná voltampérová charakteristika dvoubázové diody. Na ní je patrné, že při překročení hodnoty spínacího napětí U_{B0} dochází ke zvýšení vodivosti diody.



Obr. 30: Voltampérová charakteristika dvoubázové diody [11]

8.2 Výchozí návrh oscilátoru pilového průběhu

Jak již bylo napsáno, při návrhu jsem vycházel ze zapojení oscilátoru s dvojitou bází. Jako výchozí jsem použil zapojení patrné na obrázku 31.



Obr. 31: Výchozí zapojení oscilátoru pilového průběhu s dvoubázovou diodou [5]

Základem zapojení je již zmíněná dvoubázová dioda 2N2646, kondenzátor C a nabíjecí odpor složený z odporu R_1 a trimru R_2 . Dále je v zapojení použita Darlingtonova dvojice tranzistorů 2N3904. Tyto tranzistory jsou zapojeny jako emitorový sledovač a slouží k impedančnímu přizpůsobení výstupu. Trimr R_{vyst} slouží k nastavení výstupní amplitudy signálu.

8.2.1 *Princip činnosti zapojení*

Celé zapojení je napájeno ze zdroje stejnosměrného napětí $U = 12 \text{ V}$. Po připojení k napájení se začne kondenzátor nabíjet přes nabíjecí odpor s časovou konstantou RC . Napětí na kondenzátoru exponenciálně roste až do hodnoty spínacího napětí dvoubázové diody U_{B0} . Po překročení spínacího napětí dioda sepne a kondenzátor se přes sepnutou dvoubázovou diodu a odpor R_{B1} rychle vybije. Při určité úrovni napětí na emitoru se dioda opět uzavře a kondenzátor se začne znova nabíjet přes nabíjecí odpor. Na výstupu pak dostáváme pilový průběh napětí odpovídající průběhu napětí na kondenzátoru.

8.2.2 *Výpočet parametrů a hodnot součástek*

Celková výstupní frekvence závisí na nabíjecí časové konstantě RC a na parametru η dvoubázové diody. Frekvenci je možno měnit změnou hodnoty nabíjecího odporu, v našem případě tedy trimrem R_2 . Další možností je změna kapacity kondenzátoru, tedy výměnou za jiný kondenzátor. Výstupní frekvence se pak vypočítá dle následujícího vztahu (52).

$$f = \frac{1}{RC \cdot \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)} \text{ [Hz, } \Omega, \text{ F, -]} \quad (52)$$

Pro nabíjecí odpor $R = 25 \text{ k}\Omega$, kapacitu kondenzátoru $C = 10 \text{ nF}$ a parametr $\eta = 0,66$ pak platí vztah

$$f = \frac{1}{25000 \cdot 10 \times 10^{-9} \cdot \ln\left(\frac{1}{1-0,66}\right)} = 3700 \text{ Hz}$$

Spínací napětí dvoubázové diody pak vypočítáme podle následujícího vztahu (53).

$$U_{B0} = \eta \cdot U_{BB} + U_F [V, -] \quad (53)$$

$$U_{B0} = 0,66 \cdot 12 + 0,7 = 8,62 \text{ V}$$

Napětí, při kterém se dioda opět uzavírá, je stanoveno na přibližně 10% napájecího napětí.

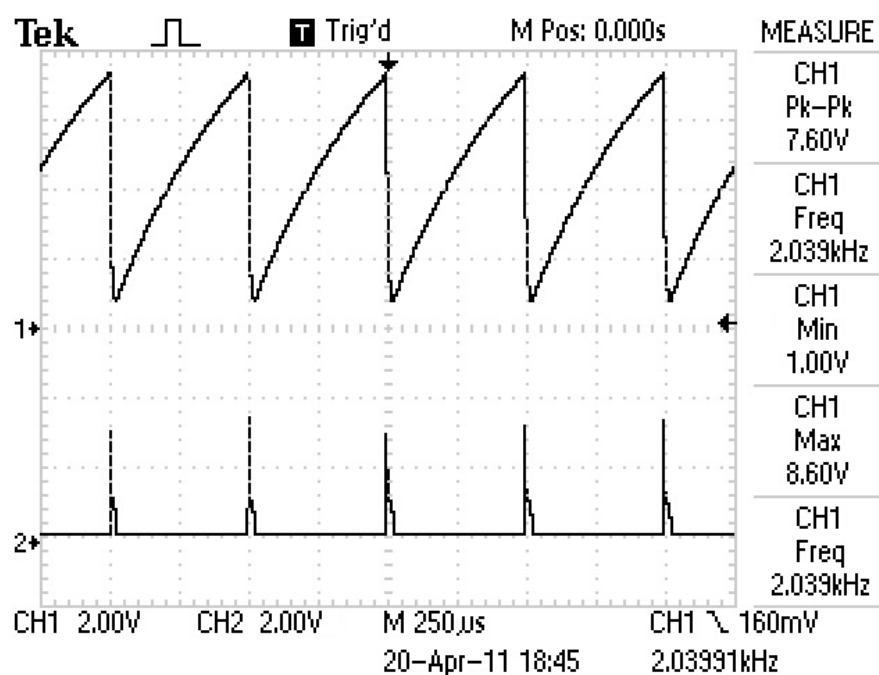
$$U_{V0} = 0,1 \cdot U_{BB} [V, -] \quad (54)$$

$$U_{V0} = 0,1 \cdot 12 = 1,2 \text{ V}$$

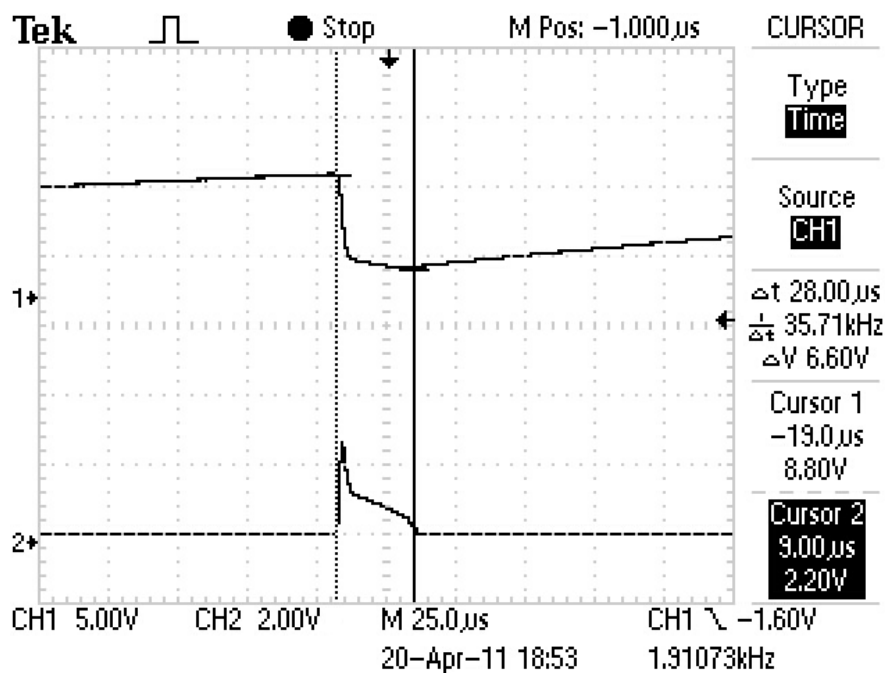
8.2.3 Naměřené výsledky

Na obrázku 32 je patrný snímek z osciloskopu obsahující dva průběhy. Horní průběh odpovídá napětí na kondenzátoru, spodní průběh pak odpovídá napětí na vybíjecím odporu R_{B1} . Amplituda výstupního napětí odpovídá spínacímu napětí dvoubázové diody U_{B0} . Naměřená hodnota $U_{B0} = 8,60 \text{ V}$ téměř odpovídá vypočítané hodnotě $U_{B0} = 8,62 \text{ V}$. Z charakteristiky je patrné, že nárůst napětí není lineární a odpovídá exponenciálnímu průběhu nabíjení kondenzátoru.

Na spodním průběhu je pak patrný prudký nárůst napětí na vybíjecím odporu v momentě, kdy dvoubázová dioda sepne a kondenzátor se přes ni začne rychle vybíjet. Rychlost vybíjení kondenzátoru závisí na jeho kapacitě a na odporu, přes který se kondenzátor vybíjí. Zde musíme počítat i s vnitřním odporem báze R_{B1} , který byl zmíněn v popisu dvoubázové diody a jehož hodnota je několik kiloohmů. Detail průběhu napětí na vybíjecím odporu je na obrázku 33. Doba vybití kondenzátoru byla změřena $28 \mu\text{s}$, což odpovídá vybíjecí frekvenci $35,7 \text{ kHz}$.



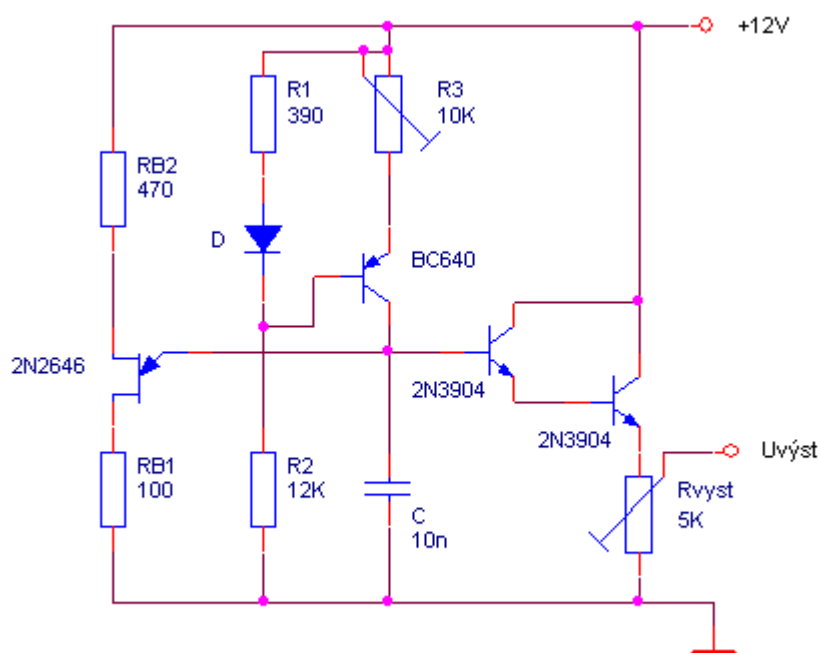
Obr. 32: Průběh napětí na kondenzátoru a na vybíjecím odporu



Obr. 33: Detail průběhu napětí na vybíjecím odporu

8.3 Návrh oscilátoru lineárního pilového průběhu

Při návrhu oscilátoru s lineárním pilovým průběhem jsem použil výchozí návrh z předchozí kapitoly 8.2, zapojení však bylo nutno upravit tak, aby výstupní napětí měnilo svoji hodnotu lineárně. Výsledné schéma zapojení je patrné na obrázku 34.



Obr. 34: Zapojení oscilátoru lineárně pilového průběhu s dvoubázovou diodou [5]

Základem zapojení je opět dvoubázová dioda 2N2646, kondenzátor C a zdroj konstantního proudu tvořený PNP tranzistorem BC640, odporem R_1 , R_2 , trimrem R_3 a diodou D. Dále je zapojení stejné jako v předchozím případě, opět je použita Darlingtonova dvojice tranzistorů 2N3904. Tyto tranzistory jsou zapojeny jako emitorový sledovač a slouží k impedančnímu přizpůsobení výstupu. Trimr R_{vyst} slouží k nastavení výstupní amplitudy signálu.

8.3.1 *Princip činnosti zapojení*

Celé zapojení je napájeno ze zdroje stejnosměrného napětí $U = 12 \text{ V}$. Po připojení k napájení se začne kondenzátor nabíjet ze zdroje konstantního proudu. Pokud je kondenzátor nabíjen konstantním proudem, pak napětí na něm roste lineárně až do hodnoty spínacího napětí dvoubázové diody U_{B0} . Po překročení spínacího napětí dioda sepne a kondenzátor se přes sepnutou dvoubázovou diodu a odpor R_{B1} rychle vybije. Při určité úrovni napětí na emitoru se dioda opět uzavře a kondenzátor se začne znova nabíjet ze zdroje konstantního proudu. Na výstupu pak dostáváme lineární pilový průběh napětí odpovídající průběhu napětí na kondenzátoru.

8.3.2 *Výpočty parametrů a hodnot součástek*

Pro nabíjení kondenzátoru platí vztah (55).

$$U = \frac{I}{C} \cdot t \text{ [V, A, F, s]} \quad (55)$$

Z předchozího vztahu je patrné, že pokud je proud I konstantní a kapacita C se nemění, pak je výsledné napětí na kondenzátoru lineární funkcí času.

Spínací napětí dvoubázové diody vypočítáme opět podle následujícího vztahu (56)

$$U_{B0} = \eta \cdot U_{BB} + U_F \text{ [V, -]} \quad (56)$$

$$U_{B0} = 0,66 \cdot 12 + 0,7 = 8,62 \text{ V}$$

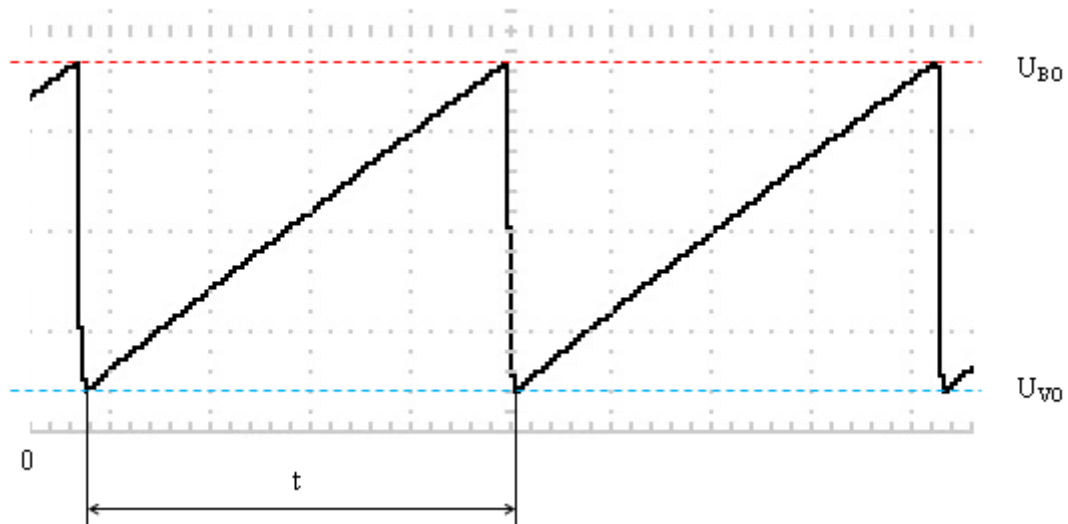
$$U_{V0} = 0,1 \cdot U_{BB} \text{ [V, -]} \quad (57)$$

$$U_{V0} = 0,1 \cdot 12 = 1,2 \text{ V}$$

Maximální napětí, na které bude kondenzátor nabit je 8,62 V a minimální napětí, kdy se kondenzátor začne opět nabíjet je přibližně 1,2 V. Změna napětí na kondenzátoru za dobu t je tedy 7,42 V. Pokud známe nabíjecí proud I , můžeme pak vypočítat dobu, za kterou se napětí na kondenzátoru změní z hodnoty 1,2 V na hodnotu 8,62 V. Frekvenci 1 kHz odpovídá nabíjecí proud přibližně 75 μA . Doba nabíjení kondenzátoru konstantním proudem je patrná na obrázku 35.

$$t = \frac{U \cdot C}{I} \text{ [s, V, F, A]} \quad (58)$$

$$t = \frac{7,42 \cdot 10 \cdot 10^{-9}}{75 \cdot 10^{-6}} = 0,99 \text{ mS}$$



Obr. 35: Doba nabíjení kondenzátoru konstantním proudem

Pokud zanedbáme dobu vybíjení kondenzátoru, můžeme pak vypočítat výslednou frekvenci kmitů ze vztahu (59).

$$f = \frac{1}{t} [Hz, s] \quad (59)$$

$$f = \frac{1}{0,99 \cdot 10^{-3}} = 1010 \text{ Hz}$$

Výstupní frekvenci můžeme měnit změnou hodnoty nabíjecího proudu. To provedeme změnou odporu trimru R_3 ve zdroji konstantního proudu.

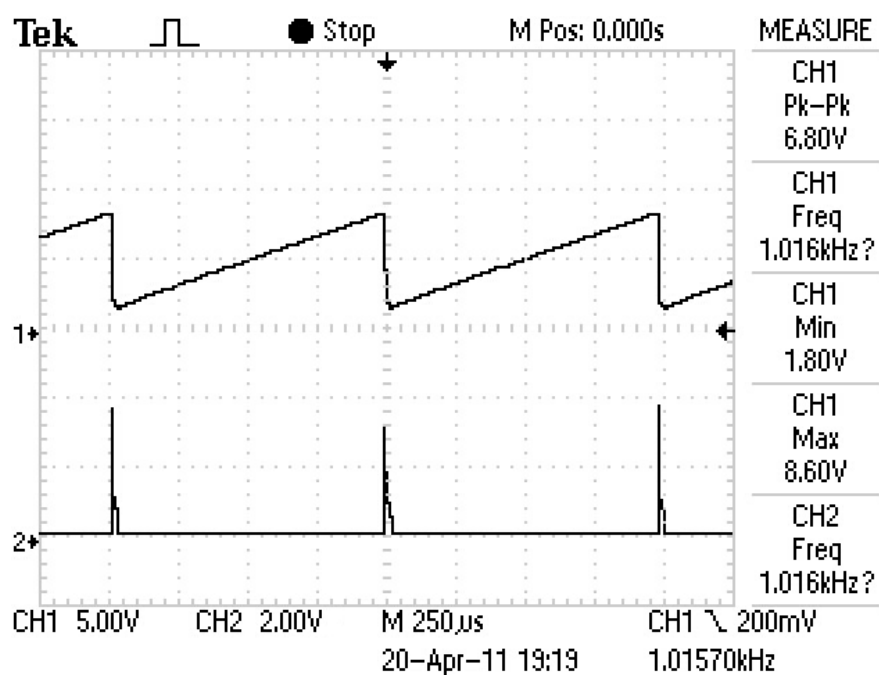
8.3.3 Naměřené výsledky

Na obrázku 36 je patrný snímek z osciloskopu obsahující dva průběhy. Horní průběh odpovídá napětí na kondenzátoru, spodní průběh pak odpovídá napětí na vybíjecím odporu R_{B1} . Amplituda výstupního napětí odpovídá spínacímu napětí dvoubázové diody U_{B0} . Naměřená hodnota $U_{B0} = 8,60 \text{ V}$ téměř odpovídá vypočítané hodnotě $U_{B0} = 8,62 \text{ V}$. Z charakteristiky je patrné, že nárůst napětí je lineární, neboť kondenzátor byl nabíjen ze zdroje konstantního proudu.

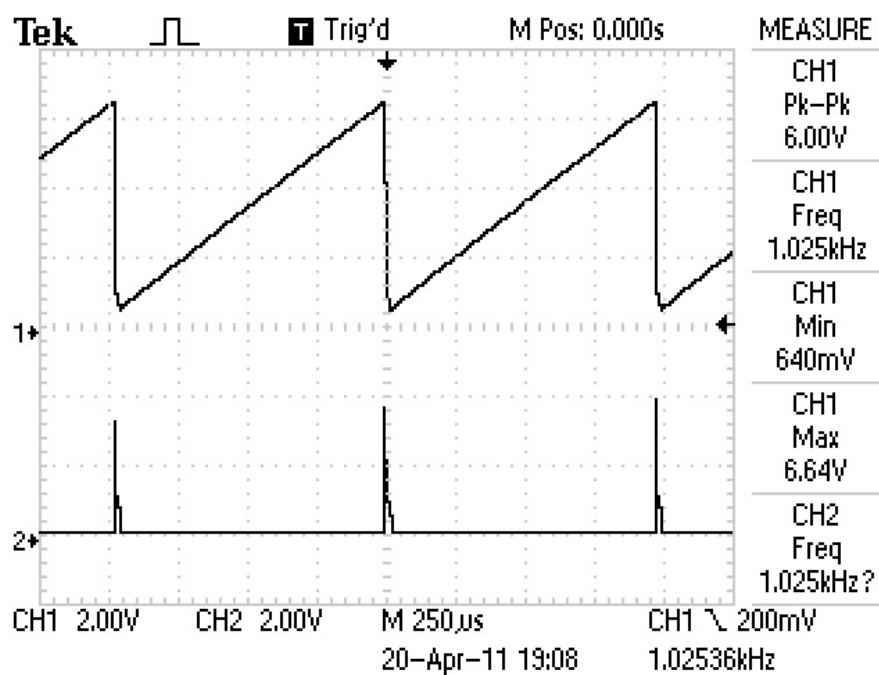
Na spodním průběhu je patrný prudký nárůst napětí na vybíjecím odporu v momentě, kdy dvoubázová dioda sepne a kondenzátor se přes ni začne rychle vybíjet. Rychlost vybíjení kondenzátoru závisí na jeho kapacitě a na odporu, přes který se kondenzátor vybíjí. Zde musíme počítat i s vnitřním odporem báze R_{B1} , který byl zmíněn v popisu dvoubázové diody a jehož hodnota je několik kiloohmů.

Na obrázku 37 je pak patrný snímek z osciloskopu s průběhem napětí na výstupu a opět na vybíjecím odporu. Lze vidět, že amplituda výstupního napětí je nižší, než je napětí přímo na kondenzátoru, neboť amplituda výstupního napětí závisí na nastavení výstupního trimru R_{vyst} .

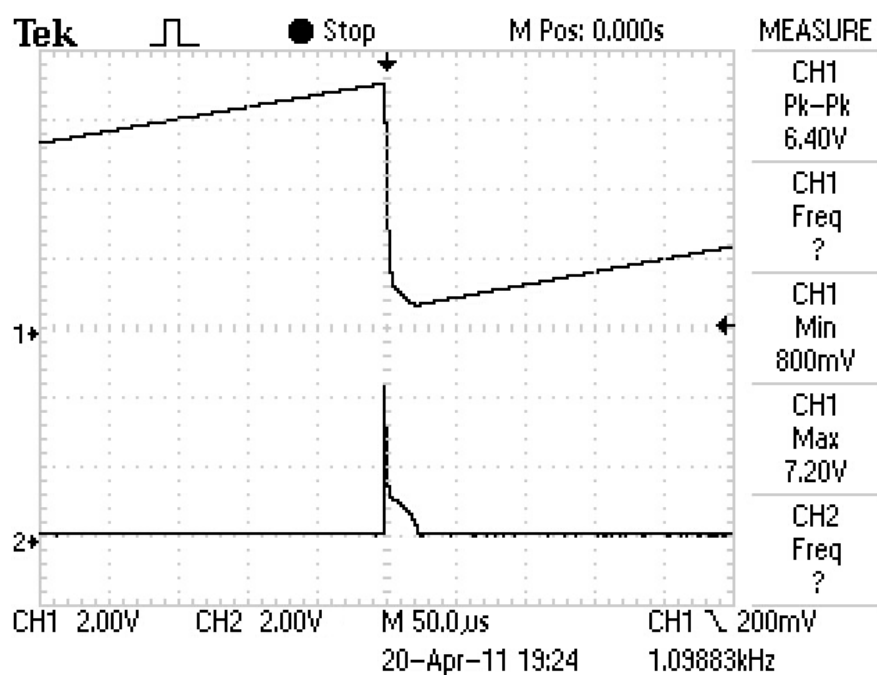
Obrázky 38 – 41 pak obsahují detaily průběhů z měření, viz popis jednotlivých snímků.



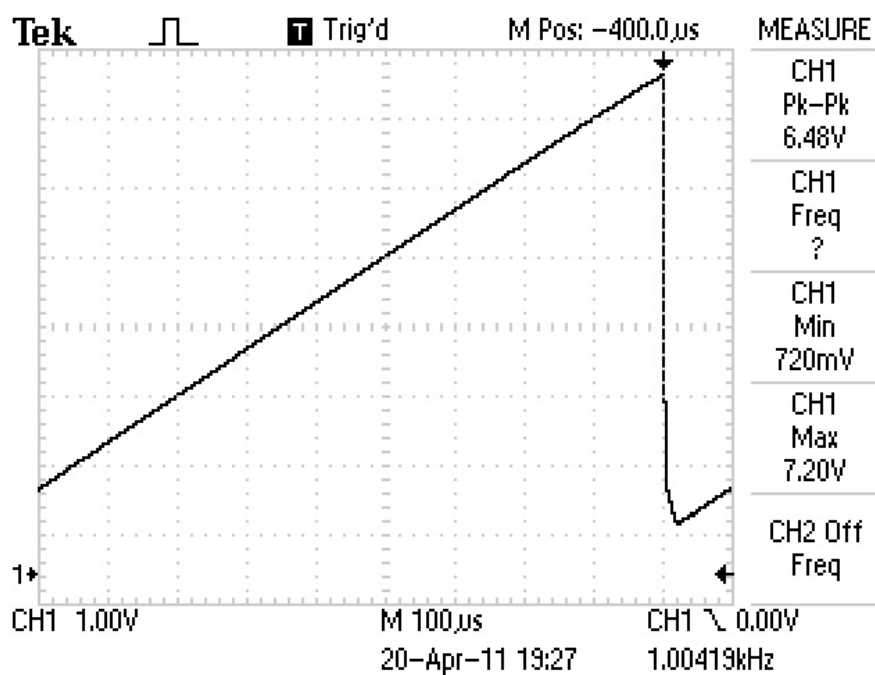
Obr. 36: Průběh napětí na kondenzátoru a na vybíjecím odporu



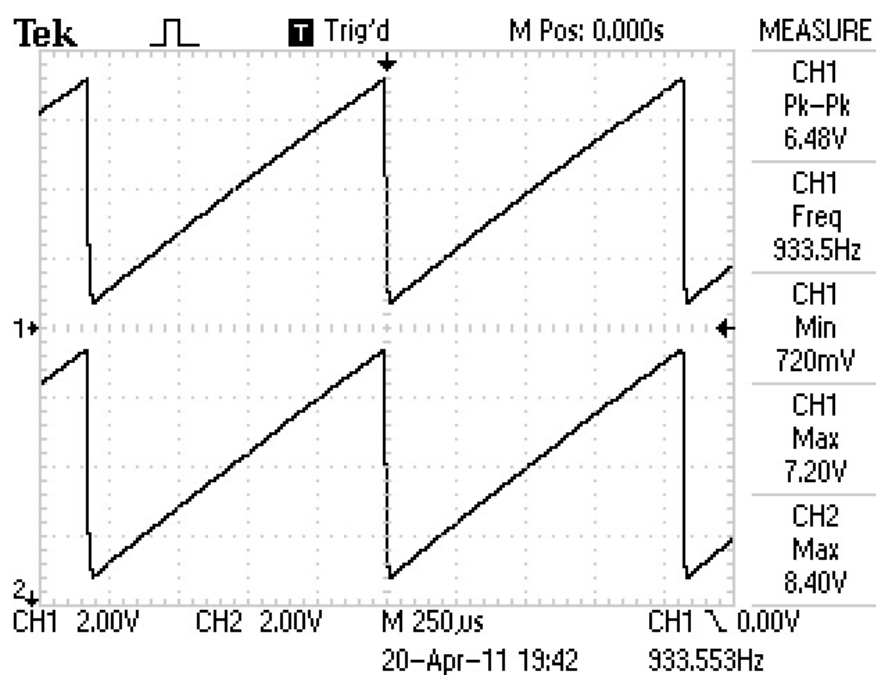
Obr. 37: Průběh napětí na výstupu a na vybíjecím odporu



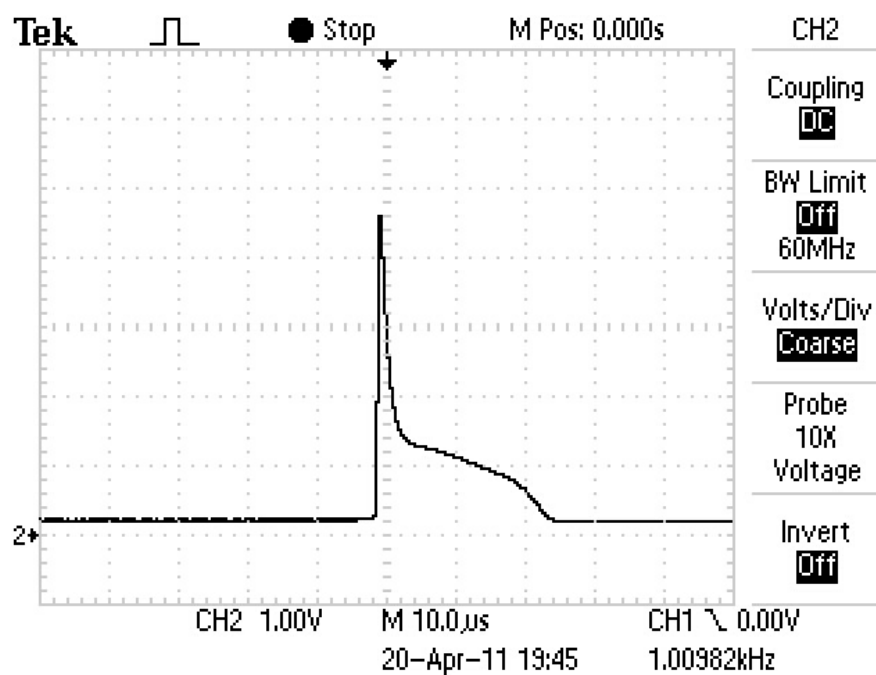
Obr. 38: Detail průběhu napětí na výstupu a na vybíjecím odporu



Obr. 39: Detail průběhu napětí na výstupu



Obr. 40: Průběh napětí na kondenzátoru a na výstupu



Obr. 41: Detail napětí na vybíjecím odporu

9 ZÁVĚR

Zde bych chtěl zhodnotit výsledky mé diplomové práce. Celá práce je věnována problematice oscilátorů neharmonických kmitů. Práci jsem rozdělil na teoretickou a praktickou část.

V teoretické části jsem se nejdříve zabýval obecným popisem oscilátorů. Poté jsem se začal věnovat již pouze oscilátorům neharmonických kmitů. Dle základního dělení oscilátorů neharmonických kmitů jsem se věnoval popisu oscilátorů obdélníkových, pilových, trojúhelníkových a impulsních průběhů. Pro každý typ průběhu jsem uvedl odpovídající možnosti zapojení a vysvětlil princip činnosti. Ke každému zapojení jsem uvedl i potřebné návrhové vztahy.

V praktické části diplomové práce jsem se věnoval návrhu oscilátoru s lineárně pilovým průběhem a experimentálnímu ověření činnosti navrženého zapojení. Při návrhu jsem vycházel z doporučeného zapojení s dvoubázovou diodou 2N2646. Nejdříve jsem navrhnul a experimentálně ověřil zapojení, jehož výstupní signál měl pilový průběh bez linearizace, a poté jsem toto zapojení upravil tak, aby výstupní signál již měl lineárně pilový průběh. Úprava spočívala v zařazení zdroje konstantního proudu do zapojení. Ověření zapojení jsem prováděl ve školní laboratoři KP208. Pro závěrečné měření a snímání průběhů jsem zapojení umístil na univerzální plošný spoj. Zapojení se chovalo dle teoretických předpokladů, omezením je především doba vybíjení kondenzátoru, která se projevuje při vyšších kmitočtech výstupního signálu jeho zkreslením.

Veškerá schémata, která jsou v práci uvedena, jsem vytvořil pomocí programu Orcad v16.0.

LITERATURA

Knihy

- [1] KŘIŠŤAN, Luděk ; VACHALA, Vladimír. Příručka pro navrhování elektronických obvodů. Praha : SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1982. 393 s.
- [2] NEUMANN, Přemek; UHLÍŘ, Jan. Elektronické obvody a funkční bloky 1. Praha : Vydavatelství ČVUT, 1999. 270 s.
- [3] HUMLHANS, Jan. Zajímavá zapojení - 2. díl : Inspirace konstruktérům. Praha : BEN - technická literatura, 2005. 151 s. ISBN 80-7300-151-9.
- [4] Amaterské rádio: Časopis pro radiotechniku a amaterské vysílání. Praha : Magnet, 1972. 39 s.
- [5] Konstrukční elektronika A-Radio. Praha : AMARO spol. s r. o., I/1996. 40 s.

Internetové zdroje

- [6] Elektronika II [online]. 2003, 29.09.2007 [cit. 2011-05-04]. HellWeb. Dostupné z WWW: <http://hellweb.loose.cz/index.php?page=school&subpage=elt_plus&id=3>.
- [7] *XR-2206 monolithic function generator datasheet*. [s.l.] : Exar, 1997. 16 s.
- [8] All About Circuits [online]. 1999 [cit. 2011-05-04]. The Unijunction Transistor (UJT). Dostupné z WWW: <http://www.allaboutcircuits.com/vol_3/chpt_7/8.html>.
- [9] Oscilátor. In Wikipedia : the free encyclopedia [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, [cit. 2011-05-05]. Dostupné z WWW: <<http://cs.wikipedia.org/wiki/Oscilátor>>.
- [10] KOLÁŘ, Václav. Fei1.vsb.cz [online]. 2004, květen 2004 [cit. 2011-05-05]. 2. Tranzistor jako spínac a zesilovac, úvod do integrovaných obvodu. Dostupné z WWW: <http://fei1.vsb.cz/kat420/vyuka/elektronika_fs/prednasky/02_tranzistor_spinac_zesilovac.pdf>.
- [11] Mikroelektronické systémy [online]. 2005 [cit. 2011-05-05]. 3.3 Spínací polovodičové součástky. Dostupné z WWW: <<http://352lab.vsb.cz/ServerFinalVer/Tonhauser/spin.html>>.

SEZNAM OBRÁZKŮ

- Obr. 1: Funkce sinus
- Obr. 2: Obdélníkový průběh
- Obr. 3: Trojúhelníkový průběh
- Obr. 4: Voltampérové charakteristiky spínacího tranzistoru
- Obr. 5: Zapojení bistabilního klopného obvodu
- Obr. 6: Zapojení souměrného bistabilního klopného obvodu
- Obr. 7: Principiální zapojení astabilního klopného obvodu
- Obr. 8: Astabilní klopný obvod s tranzistory stejné polarity
- Obr. 9: Astabilní klopný obvod s komplementárními tranzistory
- Obr. 10: Astabilní klopný obvod s operačním zesilovačem
- Obr. 11: Monostabilní klopný obvod
- Obr. 12: Oscilátor impulsního průběhu s UJT
- Obr. 13: Oscilátor impulsního průběhu s tranzistory
- Obr. 14: Relaxační oscilátor s diakem
- Obr. 15: Tvar a průběh napětí relaxačního oscilátoru s diakem
- Obr. 16: Voltampérová charakteristika diaku ER-900
- Obr. 17: Relaxační oscilátor s tyristorem
- Obr. 18: Voltampérová charakteristika tyristoru
- Obr. 19: Relaxační oscilátor s operačním zesilovačem
- Obr. 20: Náhrada odporu R
- Obr. 21: Tvar a průběh napětí relaxačního oscilátoru s operačním zesilovačem
- Obr. 22: Relaxační oscilátor s tranzistory
- Obr. 23: Tvar a průběh napětí relaxačního oscilátoru s tranzistory

Obr. 24: Tvar a průběh vstupního napětí

Obr. 25: Rozložení vývodů XR2206

Obr. 26: Zapojení obvodu XR2206

Obr. 27: Schematická značka dvoubázové diody

Obr. 28: Struktura UJT

Obr. 29: Náhradní schéma dvoubázové diody

Obr. 30: Voltampérová charakteristika dvoubázové diody

Obr. 31: Výchozí zapojení oscilátoru pilového průběhu s dvoubázovou diodou

Obr. 32: Průběh napětí na kondenzátoru a na vybíjecím odporu

Obr. 33: Detail průběhu napětí na vybíjecím odporu

Obr. 34: Zapojení oscilátoru lineárně pilového průběhu s dvoubázovou diodou

Obr. 35: Doba nabíjení kondenzátoru konstantním proudem

Obr. 36: Průběh napětí na kondenzátoru a na vybíjecím odporu

Obr. 37: Průběh napětí na výstupu a na vybíjecím odporu

Obr. 38: Detail průběhu napětí na výstupu a na vybíjecím odporu

Obr. 39: Detail průběhu napětí na výstupu

Obr. 40: Průběh napětí na kondenzátoru a na výstupu

Obr. 41: Detail napětí na vybíjecím odporu

SEZNAM PŘÍLOH

A - Fotografie z měření